14 F
N° 1694
JUILLET 1983
LVIII[e] ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS



SOMMAIRE

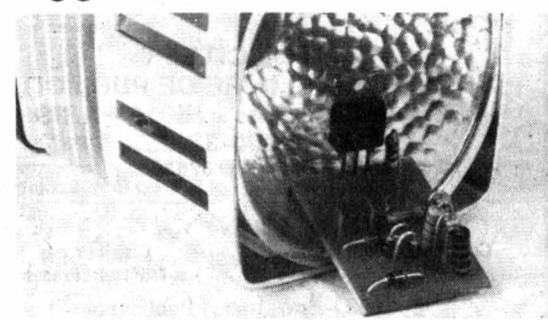
ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

HIFI – TECHNIQUE GENERALE



MICRO-INFORMATIQUE

REALISATIONS



RADIO – TV – VIDEO





MESURE

DIVERS

Pratique de la mesure

MESURE DES TENSIONS : VERS LE VOLTMETRE IDÉAL

COMME nous l'avons vu le mois dernier, le contrôleur universel à aiguille n'est pas un voltmètre parfait, sa résistance interne par volt étant toujours beaucoup trop faible. Si les mesures de tensions aux bornes de générateurs « musclés » se font sans difficulté, celles des tensions aux bornes de résistances, même relativement peu élevées, se font avec une forte imprécision.

Pour pallier cette difficulté, il faudrait fabriquer des galvanomètres hypersensibles : par exemple, un cadre mobile déviant au maximum pour 1 μA donnerait une résistance par volt de $1/1.10^{-6}$ = 1 MΩ ce qui est juste correct. Il est évident qu'un tel galvanomètre serait très coûteux et très fragile.

Il existe heureusement une autre solution assez simple pour obtenir un excellent voltmètre, à partir d'un contrôleur moyen. C'est la solution connue depuis très longtemps du « voltmètre électronique ». Pour réaliser un tel voltmètre, il suffit d'intercaler entre le galvanomètre du contrôleur et les points de mesure, un module amplificateur à très haute impédance d'entrée. Jadis ces systèmes étaient à lampes, assez encombrants et tributaires du secteur. A l'heure actuelle, il est très facile d'arriver à de meilleures performances encore, avec une alimentation autonome à piles. Car, bien sûr, ce module doit comporter des composants actifs, transistors ou équivalents et il y a donc fatalement un problème d'alimentation.

Pour réaliser un amplificateur à gain parfaitement défini, indépendant de la température et de l'alimentation, nous disposons des amplificateurs opérationnels, « Les amplis OP !! ». Ces derniers permettent d'obtenir une précision des caractéristiques meilleure que celle du contrôleur et ainsi de ne pas dégrader son facteur de classe. Dans le cas général, une précision de 1 % est parfaitement suffisante.

Dans le module que nous vous présentons dans ces pages, nous avons choisi un ampli OP ayant la

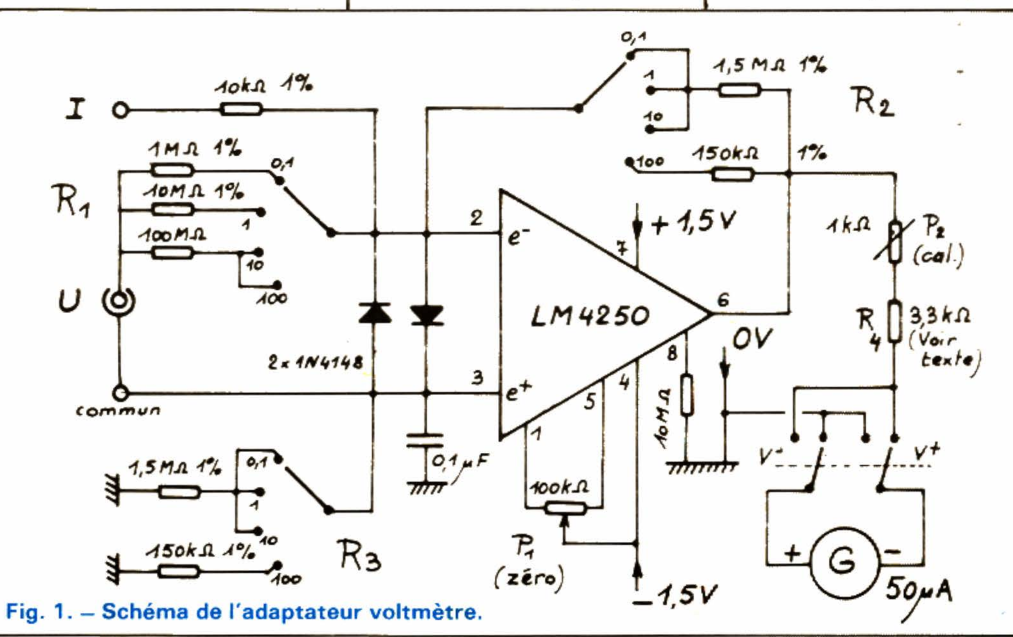


Fig. 1. – Schéma de l'adaptateur voltmètre.

particularité de pouvoir s'alimenter à très faible tension. Il s'agit du circuit de NS : le LM 4250. Avec une alimentation donnée par deux piles de 1,5 V, le courant consommé est de l'ordre de 0,6 μA, ce qui permet... de supprimer tout interrupteur de Marche-Arrêt en conservant une autonomie d'une année au moins, avec des piles alcalines.

Mais reportons-nous au schéma de l'adaptateur voltmètre (voir figure 1). Le gain de l'amplificateur est déterminé par les valeurs des résistances R_1, R_2 et R_3 choisies par le commutateur de gammes. Il est donné plus précisément par la formule :

$$R = \frac{R_2 + R_3}{R_1}$$

Ce gain est négatif, car l'amplificateur est monté en inverseur. Les gains obtenus sont ainsi de -3, $-0{,}3$ et $-0{,}03$ de 0,1 V à 100 V.

La résistance d'entrée du module est donnée par la valeur de R_1. On constate qu'elle est de 10 MΩ/V pour les trois premières gammes et de 1 MΩ/V pour la dernière. L'amélioration par rapport au contrôleur seul est donc considérable puisque le voltmètre ainsi constitué est 500 fois meilleur qu'un 20 000 Ω/V ordinaire dans les trois premières gammes.

Les diodes entre entrées e^+ et e^- protègent le LM 4250 qui peut ainsi supporter sans dommage plus de 500 V dans la gamme la plus sensible. Aucune maladresse n'est donc à craindre.

L'entrée du module étant à très haute impédance et sensible, risque de capter des perturbations et de fausser les mesures. Il faut donc prévoir un cordon blindé pour un fonctionnement satisfaisant.

On notera qu'une extension ampèremètre est prévue. Inutile pour le moment, nous l'utiliserons dans quelques semaines quand nous nous intéresserons à la mesure des intensités.

Le galvanomètre connecté en sortie de l'amplificateur est celui du contrôleur universel, commuté dans sa sensibilité maximum. Attention, il faut nécessairement une gamme 50 μA pour que le module fonctionne. C'est toujours le cas avec les multimètres faisant 20 000 Ω/V.

Comme l'ampli inverse les tensions, la mesure d'une tension positive fournit une tension de sortie négative. Dans ce cas, c'est le – du contrôleur qui est à relier à la sortie du module. Pour permettre de mesurer les tensions négatives un inverseur change le sens de branchement du galvanomètre et donne une déviation de sens correct.

Le réglage P_1 permet d'avoir le zéro, avec tension nulle à l'entrée. Le réglage P_2 permet la calibration initiale de l'appareil. La valeur donnée pour R_4 correspond à une résistance interne du contrôleur de 2 000 Ω. Si votre appareil avait une résistance différente, il faudrait modifier cette valeur en conséquence.

En ce qui concerne les quatre gammes, notons que la première de 0,1 V ou 100 mV permet de mesurer 1 mV sur une graduation allant de 0 à 100. La résistance interne du voltmètre « n'est que de 1 MΩ » cependant. Mais le 819 Centrad qui possède une telle gamme, a alors une résistance interne de... 2 000 Ω !

Le maximum mesurable, en dernière gamme est de 100 V. Le module étant prévu pour des mesures fines de tensions, dans des montages électroniques, il nous a paru totalement inutile de monter plus haut.

Le LM 4250 est alimenté classiquement en double alimentation $\pm$ 1,5 V. Le point milieu des piles, ou 0 V, donne le potentiel de masse.

Pour apprécier l'amélioration considérable apportée par notre module, reprenons l'exercice traité dans cet article et concernant le pont diviseur à résistances de 94 kΩ et 47 kΩ, donnant à vide une tension U_{BC} de 5 V. Un voltmètre, calibre 10 V, faisant 20 000 Ω/V lit 4,32 V, nous l'avons calculé ! Avec le module décrit, en gamme 10 V, la résistance d'entrée passe à 100 MΩ venant shunter la résistance de 47 kΩ. Le groupement parallèle ainsi constitué présente une résistance équivalente de 46,978 kΩ, ce qui correspond à une variation de R_{BC} de 0,04 % tellement faible, que le voltmètre ainsi constitué mesurera 5 V exactement, à son erreur de classe près !

Il faudra mesurer aux bornes d'une 1 MΩ pour

SOLUTION

de l'exercice du mois dernier

Concerne un pont diviseur de tension à résistances de 94 kΩ et 47 kΩ alimenté par une source de 15 V.

1. Tension entre B et C

L'intensité qui traverse le pont diviseur est
$I = U/R_1 + R_2)$
soit $I = 15/(94\,000 + 47\,000) = 15/141$ kΩ,

d'où $U_{BC} = R_2 \times I = \dfrac{15}{141\ \text{k}\Omega} \times 47\ \text{k}\Omega$

ce qui donne, en simplifiant par 47 kΩ :

$$U_{BC} = \frac{15}{3} = 5\ \text{V}$$

2. Tension lue par le voltmètre

La résistance interne du voltmètre se met en parallèle sur R_2. Ce groupement a une résistance équivalente $1/R_{éq} = 1/R_2 + 1/R_v = 1/47\ \text{k}\Omega + 1/200\ \text{k}\Omega$ d'où l'on tire $R_{éq} \simeq 38\,056\ \Omega$.

Un nouveau calcul de l'intensité I' donne
$I' = 15/(38056 + 94000)$
$I' \simeq 0{,}1135\,\text{mA}$

Cette intensité développe aux bornes de $R_{éq}$ une tension qu'indique le voltmètre :

$$U'_{BC} = 38\,056 \times 0{,}1135 \cdot 10^{-3} = 4{,}32\ \text{V}$$

N.B. : On constate que le voltmètre apporte une erreur supplémentaire de 0,68 V soit de 13,6 %.

3. Lecture du voltmètre

La classe du voltmètre est de 2, la lecture des 4,32 V se fera donc à $\pm$ 2 % de la valeur de fin d'échelle sur ces 4,32 V, soit

$$4{,}32 \pm \frac{2 \times 10}{100} = 4{,}32 \pm 0{,}2.$$

La fourchette de lecture sera donc de
$4{,}32 - 0{,}2 = 4{,}12$ V, à
$4{,}32 + 0{,}2 = 4{,}52$ V

que l'erreur supplémentaire apportée par la connexion du voltmètre atteigne 1 %, ce qui est encore tout à fait satisfaisant. Remarquons d'ailleurs, qu'en gammes 10 V et 100 V notre adaptateur est meilleur que le multimètre numérique classique à impédance d'entrée constante et égale à 10 MΩ. Un tel appareil ne fait donc que ces 10 MΩ en gamme 10 V, alors que l'adaptateur en fait 100 !

Voilà donc un petit appareil qui mérite d'être réalisé, qui vous permet pour un investissement minime de vous approcher du voltmètre idéal et qui vous libérera ainsi de toutes les inquiétudes que vous pourriez avoir depuis que nous vous avons montré que la mesure des tensions... ce n'est pas toujours très simple !

Toutefois, avant de passer à l'utilisation, il faut réaliser ! Les lignes qui suivent vous donnent les indications nécessaires. Nous n'entrerons pas trop dans les détails.

Réalisation de l'adaptateur voltmètre

1. Liste des composants.

1 LM 4250 CH (rond) ou LM 4250 CN (DIL)
2 1N4148

Résistances à 1 % (1/4 W ou 1/2 W).
1 10 kΩ
1 1 MΩ
1 10 MΩ
2 150 kΩ
4 750 kΩ

Résistances à 5 % (1/2 W)
1 10 kΩ (pointe de touche)
1 3,3 kΩ
1 1 MΩ
1 10 MΩ
3 33 MΩ

Ajustables type VA05H
1 100 kΩ
1 1 kΩ

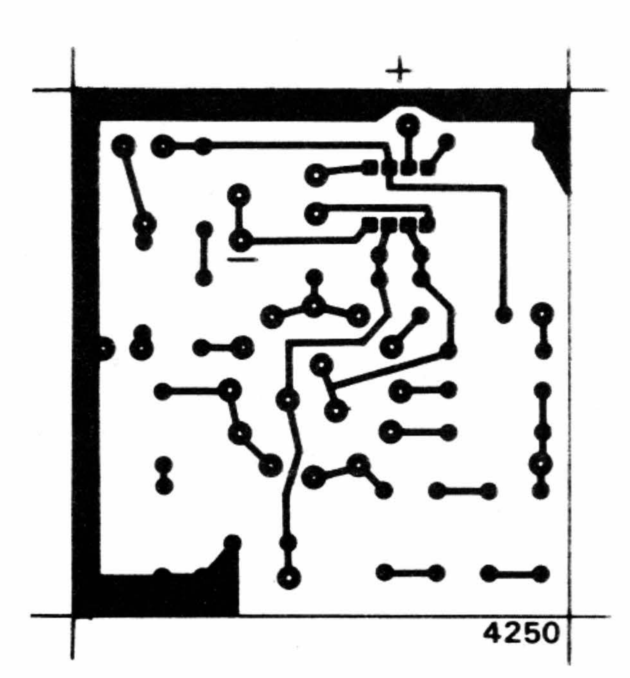


Fig. 2. – C.I. de l'adaptateur voltmètre.

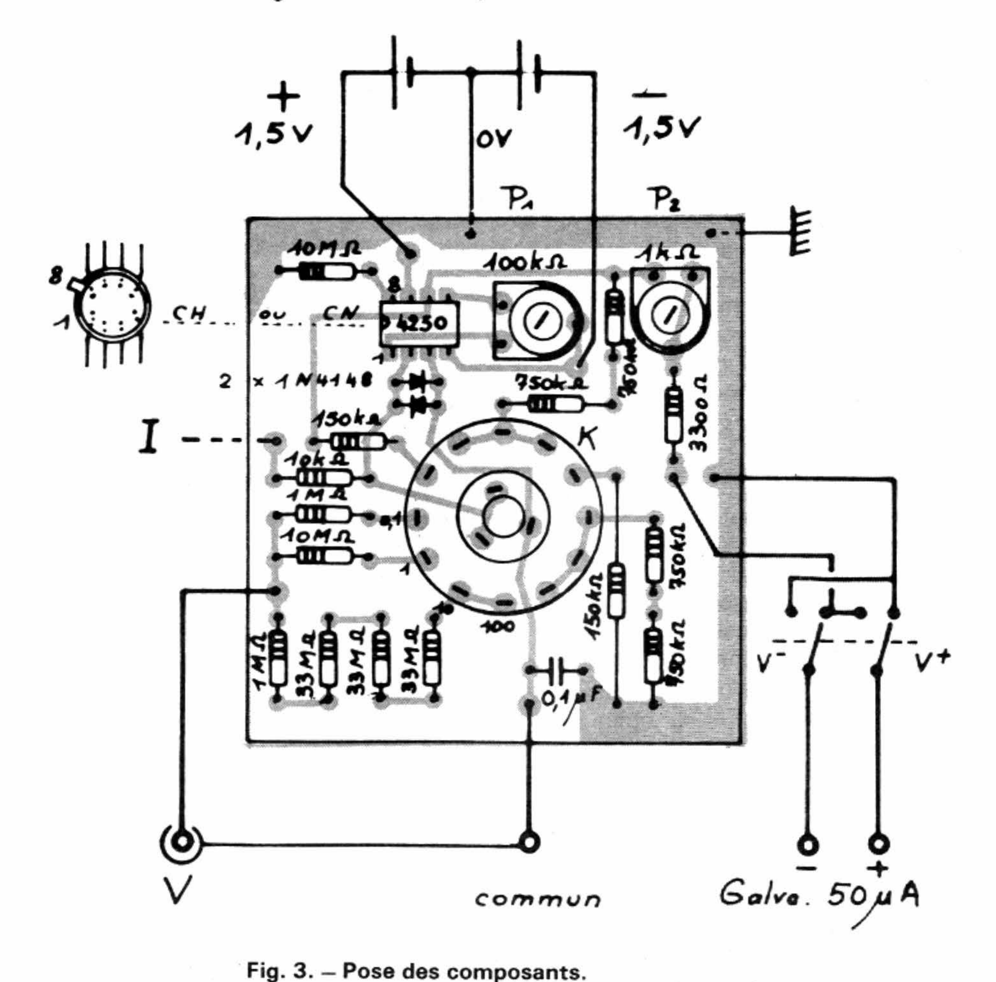


Fig. 3. – Pose des composants.

Condensateur
1 0,1 µF MKH ou cér.
Divers
1 double inverseur, genre 51 M
1 commutateur rotatif Lorlin, 3 cir. 4 pos.
1 bouton pour d°
1 connecteur d'entrée blindé et sa fiche. (par ex. CINCH)
3 douilles de 3 mm isolées et 3 fiches.
1 m de fil blindé.
1 circuit imprimé spécial
1 boîtier au choix
2 piles 1,5 V type R_6 alcalines + 1 support de piles.

2. Le circuit imprimé

La figure 2 en donne le dessin. A exécuter obligatoirement en époxy de 15/10, l'époxy étant obligatoire pour des raisons d'isolement. Notons que l'ensemble des pièces peut être fourni par la maison Selectronic de Lille, le circuit imprimé étant livré prêt à l'emploi.

Les trous sont à percer en général à 8 ou 10/10. Il faut agrandir à 15/10 les trous du commutateur rotatif et à 12/10 ceux des potentiomètres ajustables.

Attention à la propreté de la plaquette avant la pose des composants. Un bon nettoyage à l'acétone ne peut pas faire de mal !

3. Pose des composants

La figure 3 donne toutes les indications utiles. On pourra commencer par la pose de toutes les résistances. On notera que la résistance de 100 MΩ comprend en réalité trois 33 MΩ et une 1 MΩ. Notons qu'il serait possible de fignoler la valeur de cette dernière pour avoir une 100 MΩ plus précise que la tolérance de 5 % ne nous la donne. C'est en général inutile. De même les résistances de 1,5 MΩ à 1 % sont, en fait, constituées de deux 750 kΩ en série.

Si le LM 4250 est en boîtier carré DIL, on peut lui prévoir un bon support. Sinon, il faut le souder. Aller assez vite, comme c'est l'usage. Souder les deux diodes.

Ne pas oublier l'unique condensateur ! Terminer par la pose du commutateur rotatif. Les picots étant munis de cosses, couper celles-ci et enfiler la pièce sur le CI. Bien enfoncer et souder. C'est le commutateur qui assure la fixation du module entier.

Il reste à prévoir les liaisons : les trois fils vers les piles, des fils courts vers les bornes d'entrée, les deux fils de sortie.

Toutes pièces soudées et travail bien vérifié, poncer les soudures à la limite douce pour supprimer les pointes coupées. Procéder à un dernier nettoyage à l'acétone pour supprimer toute trace des effluves de soudure.

4. Montage

Il est plus facile d'utiliser un petit boîtier plastique pour installer l'adaptateur. Choisir un des nombreux modèles du commerce. Percer un trou de 10 mm dans la face avant pour le commutateur qui supporte le CI. Monter le bouton et marquer les gammes avec des lettres à report direct. Le double inverseur est également monté sur la face avant pour la commutation, tensions positives, tensions négatives. Monter enfin le connecteur blindé, la douille commune et les douilles de branchement du contrôleur.

5. Réglage

Très simple si le module est correctement monté... sans erreur ! Brancher les piles, dans le bon sens autant que possible, et relier au contrôleur commuté en 50 µA. Court-circuiter l'entrée V et régler P_1 pour avoir le zéro. Le réglage est assez peu efficace avec une alimentation aussi basse. Au besoin on compensera en jouant sur le zéro mécanique du contrôleur. L'écart devant être cependant très faible.

Se mettre en gamme 10 V et mesurer une telle tension avec le module. Régler P_2 pour avoir une mesure exacte. Dans l'idéal, utiliser un autre voltmètre pour ce calage, sinon se servir du contrôleur pour mesurer une tension de 9 V par exemple (pile) puis faire le réglage du module pour lire la même tension. (Dans ce cas, aux bornes d'une bonne pile, le voltmètre simple ne fait pratiquement pas baisser la tension).

Comme toutes les résistances ont des valeurs précises, les autres gammes devraient être automatiquement réglées. Ajuster la 100 MΩ en cas de besoin. (Voir plus haut).

6. Cordon de mesure

L'adaptateur étant très sensible, le cordon blindé s'impose, nous l'avons dit. Nous conseillons de terminer ce cordon par une pointe de touche, réalisée, par exemple, avec un corps de stylo feutre bien nettoyé. Inclure juste au départ de la pointe de touche une résistance de 10 kΩ, prévue dans la liste des composants. Cette résistance permet de faire des mesures sur des points « chauds » sans perturbation importante du circuit sous mesure. Dans la gamme 0,1 V, cette résistance ne donne que 1 % d'erreur sur la lecture, si l'étalonnage est fait comme ci-dessus. Si l'on veut supprimer cette erreur, il suffit de faire un fignolage de calibrage dans cette première gamme. Dans les autres gammes, la 10 kΩ n'apporte aucune erreur décelable.

Pratiquement, pour mesurer une tension, on relie la masse du circuit sous mesure au commun de l'adaptateur par un fil souple ordinaire et on repique les différentes tensions à mesurer avec la pointe de touche. Le double inverseur permet d'avoir la déviation dans le bon sens, dans tous les cas.

Nous vous laissons donc le temps de réaliser l'adaptateur décrit, en vous donnant rendez-vous au mois prochain. Nous y verrons quelques exemples pratiques de mesures de tensions avec les interprétations qui en découlent.

Nous vous signalons avoir reçu « quelques » lettres de lecteurs répondant à nos demandes d'avis ! Sans répondre personnellement à chacun, nous tiendrons compte des opinions et désirs exprimés. On nous a demandé des conseils d'achat de tel ou tel appareil.

Il va sans dire que nous ne pouvons répondre à de telles demandes. Un lecteur possédant un voltmètre électronique s'étonnait de trouver des résultats différents avec cet appareil et son contrôleur. Si l'on admet que les deux appareils sont correctement étalonnés, nous espérons que la lecture des derniers articles a éclairé ce lecteur sur la raison de ces différences. On nous a parlé d'oscillo, de générateurs divers. Bien entendu, nous y viendrons, mais un peu de patience est nécessaire !

F. THOBOIS

Initiation à la micro informatique

MISE EN ŒUVRE DES LIAISONS SERIE ASYNCHRONES

DANS nos deux précédents articles, nous vous avons présenté les principes généraux qui régissent une liaison série asynchrone et un circuit d'interface typique de la famille 6800. Il nous faut cependant poursuivre cet exposé aujourd'hui car quelques notions vous sont encore inconnues, particulièrement en ce qui concerne les normes V 24 ou RS 232, la mise en œuvre de l'ACIA et la notion de MODEM.

Problèmes de niveaux

Comme tous les circuits que nous avons présentés jusqu'à maintenant, l'ACIA dispose d'entrées/sorties qui sont compatibles TTL. Cela va très bien lorsqu'il s'agit de le connecter à d'autres circuits logiques, ce qui est le cas pour son « côté microprocesseur » ; par contre, du côté de sa liaison série asynchrone, c'est nettement moins intéressant. En effet, ce genre de liaison a été prévu initialement pour connecter entre eux deux équipements informatiques relativement éloignés, cet éloignement pouvant aller de quelques mètres à plusieurs centaines de mètres.

Si vous revoyez les définitions des normes et des signaux TTL que nous avons présentées en début de cette série d'articles, vous comprendrez aisément que ceux-ci sont mal adaptés à une telle liaison ; en effet, un signal TTL est un signal rectangulaire dont les flancs de montée et de descente doivent être très raides pour rester le moins longtemps possible dans la fameuse bande interdite comprise entre 0,8 volt et 2 volts.

Or, une liaison longue de plusieurs mètres, quel que soit le fil utilisé pour la réaliser, présente une capacité parasite non négligeable qui peut se chiffrer à plusieurs centaines de pF. Un signal TTL après un parcours suffisamment long, dans de telles conditions arrive fortement déformé, ses flancs sont des exponentielles (charge et décharge de la capacité parasite du câble) et son amplitude est réduite, un tel signal est donc impropre à toute utilisation valable.

Pour s'affranchir de ces problèmes et conserver à la liaison série asynchrone son intérêt, des normes ont vu le jour, normes applicables aux niveaux électriques des signaux échangés sur une telle liaison. Le synoptique de l'interface série asynchrone faisant appel à un ACIA (ou à tout autre circuit équivalent) prend donc l'aspect indiqué figure 1.

Les signaux TTL sortant de l'ACIA passent dans un adaptateur de niveau avant d'être envoyés sur le câble de liaison ; les signaux arrivant sur le câble passent, eux aussi, dans un adaptateur de niveau pour être remis aux normes TTL et être appliqués à l'ACIA.

Il existe, à l'heure actuelle, trois normes principales relatives à ces signaux : la boucle de courant 20 mA, la norme V 24 ou RS 232 et la norme RS 422. La première de ces normes est la plus ancienne et est en voie de disparition car

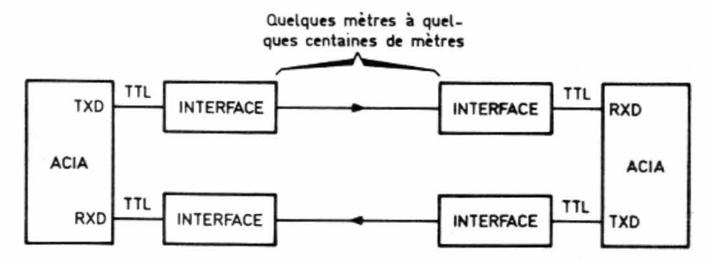


Fig. 1. – Synoptique d'une liaison série asynchrone.

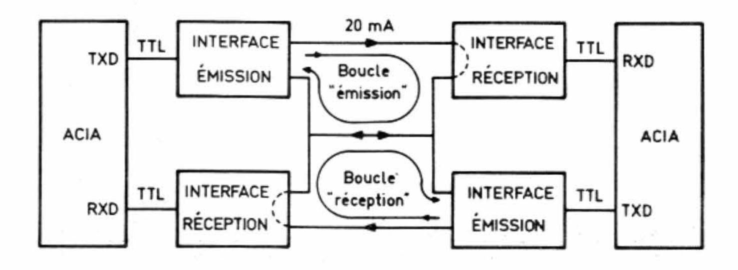


Fig. 2. – Principe d'une liaison en boucle de courant.

elle était principalement liée aux téléimprimeurs qui existaient il y a quelques années et qui sont en voie d'extinction.

La norme RS 422 est une norme adaptée aux communications à grande distance et à haute vitesse ; elle est relativement récente et ne se rencontre quasiment pas sur les liaisons série asynchrones ; elle est plutôt réservée aux liaisons série asynchrones rapides. La norme RS 232 ou V 24 est, par contre, la plus répandue et de loin puisque quasiment tous les équipements informatiques actuels disposant d'une liaison série asynchrone sont à la norme RS 232. Nous allons donc seulement vous présenter ci-après la boucle de courant (rapidement, vu sa vétusté) et la norme RS 232.

Liaison en boucle de courant

Considérons la figure 2 qui représente un terminal relié à un micro-calculateur par une liaison série asynchrone en boucle de courant. Le principe de cette norme est simple. L'élément émetteur d'information doit générer sur sa sortie des tensions telles qu'elles soient à même de faire circuler un courant nul dans la boucle pour envoyer un 0 logique et un courant de 20 mA + ou – 5 % dans la boucle pour envoyer un 1 logique.

La boucle est constituée, comme schématisé figure 2, par la ligne active de signal et le retour que constitue le fil de masse. Pour les transmissions calculateur vers terminal, l'élément émetteur est le calculateur ; pour les transmissions terminal vers calculateur, l'élément émetteur est le terminal.

Cette norme relativement simple était utilisée sur les télé imprimeurs plus communément appelés Télétype (bien que ce soit en réalité une marque déposée) aux débuts de la micro-informatique. Elle présentait quelques avantages, mais aussi de nombreux inconvénients.

Au niveau des avantages, le principal était que, pour faire circuler le courant demandé, il n'y avait pas besoin nécessairement d'une référence de potentiel commune entre les circuits logiques du calculateur et du terminal et, de ce fait, il était souvent fait appel à des photocoupleurs qui réalisaient ainsi un isolement galvanique parfait entre les équipements.

Un autre avantage était la robustesse d'une telle liaison qui supportait sans dommage les courts-circuits puisque, dans tous les cas, le courant de boucle ne pouvait pas dépasser 20 mA. Un des inconvénients majeurs était sa limitation en vitesse de fonctionnement liée à la difficulté qu'il y avait à réaliser de bonnes boucles aux vitesses de transmission élevées. Cet inconvénient ne se manifestait pas avec les Télétypes qui, eux, travaillaient à 110 bauds (10 caractères par seconde).

Un autre inconvénient était celui de la définition imprécise du sens de circulation du courant dans la boucle qui conduisait, lors de chaque connexion d'un équipement sur un autre, à des permutations successives des fils de liaison jusqu'à trouver le sens correct. Ce n'était, certes, pas très long ni compliqué, mais cela demandait une intervention sur le câblage de la prise de raccordement.

Pour ce qui est des circuits d'interface entre des signaux TTL et une boucle de courant 20 mA et vice versa, il n'existait pas et il n'existe toujours pas de circuit intégré spécifique. Chacun se débrouillait, l'un avec des transistors, l'autre avec des photocoupleurs, etc.

Cette norme « boucle de courant 20 mA » est, comme nous l'avons précisé, en voie de disparition au profit de...

La norme V 24 ou RS 232

Cette norme quasi universelle de nos jours au niveau des liaisons série asynchrones est, lorsqu'on la compare à la précédente, double ; en effet, elle définit des niveaux électriques sur les lignes de transmission série, mais aussi un certain nombre de signaux de contrôle que l'utilisateur est libre d'exploiter ou non.

Les signaux principaux sont bien sur la masse, la ligne d'émission de données et la ligne de réception de données. En complément de ces lignes, viennent s'ajouter un certain nombre de lignes de contrôle utilisées par certains équipements. Sur la figure 3 nous avons représenté, à titre d'exemple, les lignes les plus employées lors de la connexion d'un terminal tel qu'un terminal vidéo par exemple à un micro-calculateur. Nous y voyons :

– une masse dite Protective Ground ou Châssis Ground qui est la masse mécanique des équipements (celle-ci pouvant être ou non connectée à la masse électrique) ;
– une masse dite Signal Ground qui est la masse électrique ;
– une ligne d'émission série Transmit Data ;
– une ligne de réception série Receive Data ;
– une ligne dite de détection de porteuse ou Data Carrier Detect ;
– une ligne dite terminal prêt ou Data Terminal Ready ;
– une ligne d'invitation à émettre ou Request To Send.

Les appellations américaines que nous avons indiquées sont normalisées et peuvent apparaître en abrégé (par exemple DCD pour Data Carrier Detect).

Le rôle de ces signaux n'est pas forcément évident, en effet leurs noms ont été définis à l'origine pour l'utilisation d'un MODEM et ils n'ont théoriquement de signification que dans ce cas-là. De plus, avant de dire quels sont les signaux qui sortent ou qui entrent dans un équipement, il faut préciser de quel côté on se place.

En effet, la ligne d'émission de données d'un terminal par exemple correspond forcément à la ligne de réception de données d'un calculateur. De même, la ligne d'émission de données d'un calculateur correspond forcément à la ligne de réception de données d'un terminal. Il en est bien évidemment de même pour les lignes de contrôle.

Si l'on se place, dans l'exemple de la figure 3, côté terminal, la ligne Transmit Data véhiculera les caractères frappés au clavier de celui-ci à destination du calculateur, tandis que la ligne Receive Data véhiculera les caractères en provenance du calculateur vers la tête d'impression ou l'écran du terminal. La ligne DCD sera une entrée et devra être au niveau RS 232 haut (voir ci-après) pour que le terminal puisse fonctionner, la ligne DTR sera une sortie qui sera au niveau haut lorsque le

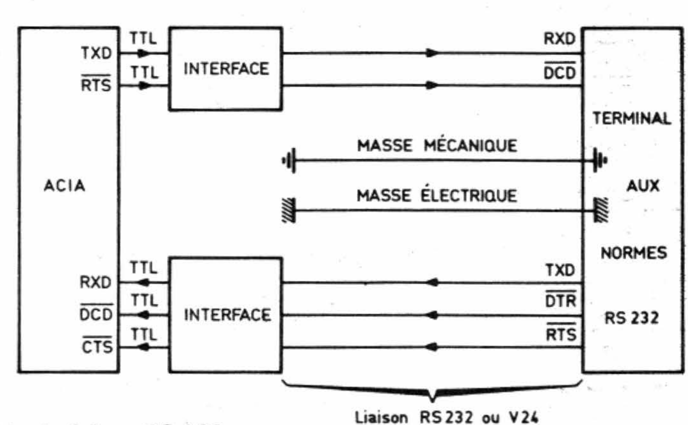


Fig. 3. – Exemple de liaison RS 232.

terminal sera prêt à travailler, tandis que la ligne RTS qui sera aussi une sortie sera au niveau logique haut dès que le terminal sera sous tension.

Cet exemple est valable pour de très nombreux terminaux mais, le plus souvent, il est souhaitable de consulter la notice de ceux-ci pour savoir quelle fonction le constructeur a décidé d'affecter à ces lignes de contrôle.

Les niveaux sur les lignes RS 232 sont définis comme suit :

– A l'émission, le signal a une amplitude variant de + 15 volts maximum à – 15 volts maximum ; la valeur généralement utilisée compte tenu des alimentations disponibles dans les calculateurs est presque toujours + 12 volts et – 12 volts.

– A la réception, les circuits d'interface RS 232 reconnaissent comme niveau haut tout signal de niveau supérieur à + 3 volts et comme niveau bas tout signal de niveau inférieur à – 3 volts.

– Le courant maximum circulant dans la ligne est limité, côté émission, à 10 mA par les circuits d'interface.

– La logique utilisée sur la ligne RS 232 est une logique négative c'est-à-dire qu'un niveau haut TTL sera un niveau bas RS 232 et un niveau bas TTL sera un niveau haut RS 232. Cela signifie, en d'autres termes, que les circuits d'interface RS 232 tant à l'émission qu'à la réception remplissent, en plus de leur fonction de conversion de niveau, la fonction d'inverseurs.

Pratiquement, il est inutile de se soucier de cela, mais nous préférons le préciser car nous avons vu plusieurs fois des personnes examiner une telle ligne à l'oscilloscope, et ne pas comprendre pourquoi les signaux étaient l'inverse de ce qu'ils attendaient...

Les circuits d'interface RS 232

Pratiquement, l'interfaçage entre des signaux TTL et des signaux RS 232 est élémentaire à réaliser et fait appel à deux circuits ultra classiques, au point qu'ils existent chez tous les fabricants de circuits intégrés sous la même référence ; ce sont les 1488 et 1489 (MC 1488 et MC 1489 chez Motorola, DS 1488 et DS 1489 chez NS, etc.). La figure 4 présente le brochage de ces deux circuits qui comportent chacun quatre portes logiques inverseuses, vu ce que nous avons expliqué ci-avant.

Le 1488 est le circuit d'émission RS 232, c'est-à-dire que l'on applique des signaux TTL sur les entrées de ses portes et qu'il en sort des signaux aux normes RS 232. Pour ce faire, il dispose de deux pattes d'alimentation qui peuvent admettre jusqu'à + 15 volts et – 15 volts. Vous remarquerez que 3 portes disposent de deux entrées, ce qui permet certaines configurations particulières dans quelques cas.

Lorsque vous n'avez pas besoin de celles-ci, les deux entrées doivent être reliées entre elles. Ce circuit est protégé contre les courts-circuits en sortie et ne peut fournir que + ou – 10 mA sur chaque sortie.

Le 1489 est le circuit de réception ; il admet donc des signaux RS 232 sur ses entrées pour fournir des signaux TTL en sortie ; de ce fait, il utilise une seule alimentation 5 volts. Ses entrées admettent des signaux qui peuvent aller jusqu'à + 30 volts et – 30 volts d'amplitude (ce qui n'est pas mal du tout et offre une grande marge de sécurité), et ses seuils de basculement sont de + 1,5 volt et – 1,5 volt, c'est-à-dire qu'ils sont meilleurs que ce que demande la norme initiale.

Les portes qu'il contient sont des inverseurs et disposent toutes d'une entrée dite « contrôle de réponse » qui n'est quasiment jamais utilisée et doit de ce fait rester en l'air. Précisons, pour être complet, que chacun de ces circuits coûte aux alentours de 8 francs.

Leur utilisation avec un ACIA est tout à fait élémentaire et l'on en trouve un exemple figure 5. Ils sont directement connectés aux entrées et sorties de l'ACIA d'une part, et aux entrées et sorties RS 232 d'autre part. De plus, le fait de disposer de quatre portes par boîtier permet avec un seul boîtier de chaque type de gérer les signaux d'émission et de réception de données, mais aussi un certain nombre de signaux de contrôle.

Après avoir abordé ces problèmes de normes, pour lesquels nous ne rentrerons pas plus dans le détail, vu le but de cette série d'initiation, nous allons présenter rapidement un circuit d'horloge de transmission et de réception très répandu, permettant ainsi de compléter le schéma de mise en œuvre de l'ACIA et vous permettant de disposer d'un schéma complet et réel de circuit d'interface série asynchrone.

Générateur d'horloge

Nous avons vu, dans notre présentation de l'ACIA, qu'il était nécessaire de lui fournir des signaux carrés de fréquence adéquate ; signaux utilisés pour fixer la vitesse de transmission. Nous avons vu également que l'ACIA disposait d'une programmation interne d'un rapport de division sur ces signaux ; rapport qui pouvait être de 1, 16 ou 64.

De plus, la majorité des circuits d'interface série asynchrone nécessitent l'emploi d'une fréquence d'horloge de transmission égale à 16 fois la vitesse de transmission sur la ligne série asynchrone car leur rapport de division interne est pré-programmé sur cette valeur.

Nous vous rappelons aussi que les vitesses de transmission sur les lignes série asynchrones sont normalisées (voir premier article sur ces liaisons dans notre numéro de mai) et que les valeurs les plus répandues sont 110, 300,

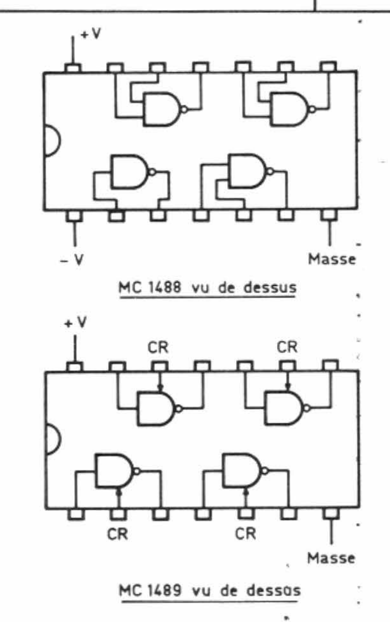


Fig. 4. – Brochage des circuits d'interface RS 232.

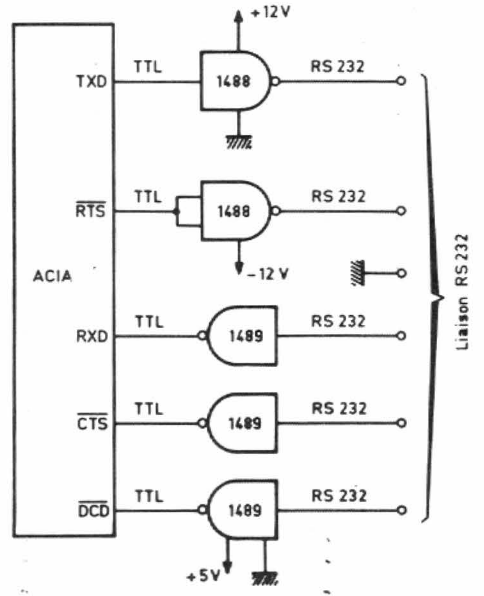


Fig. 5. – Mise en œuvre des 1488 et 1489.

600, 1 200, 2 400, 4 800, 9 600 et parfois 19 200 bits par seconde.

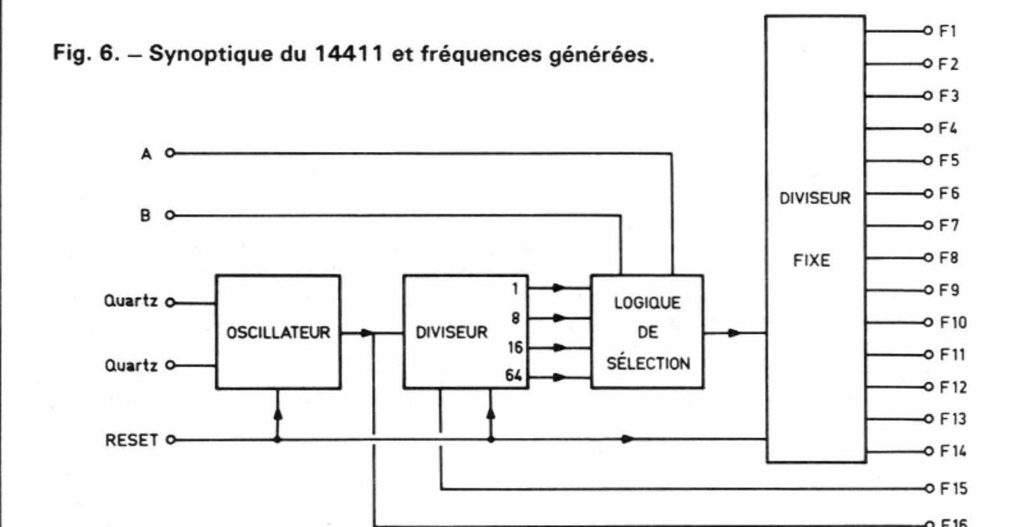
Il est, bien sûr, possible de générer les fréquences nécessaires avec un oscillateur suivi de diviseurs mais, si l'on adopte une telle solution et que l'on souhaite pouvoir disposer de toutes ces vitesses au moyen d'un commutateur par exemple, on est vite conduit à réaliser un montage important, ce qui est un peu ridicule, car il devient plus volumineux que le circuit d'interface série lui-même constitué par l'ACIA seul et unique dans son boîtier 24 pattes. Pour remédier à cela, plusieurs fabricants ont sorti des circuits spécialisés dans cette fonction et l'un des plus répandus est très certainement le MC 14411 de Motorola qui présente de nombreux avantages.

Ce circuit, dont le synoptique interne est présenté figure 6, se compose d'un oscillateur à quartz à fréquence élevée suivi par un diviseur programmable par 1, 8, 16 ou 64 (on retrouve ici les rapports 1, 16 et 64 de l'ACIA) ; diviseur suivi lui-même par une chaîne de diviseurs fixes qui comme le montre le tableau de cette même figure 6, produit toutes les vitesses de transmission standard et même quelques valeurs supplémentaires. Les deux pattes A et B permettent d'agir sur le diviseur programmable ; ainsi, si l'ACIA travaille en mode horloge divisée par 16, il faudra mettre A à 0 et B à 1 de façon à ce que le 14411 génère des fréquences égales à 16 fois la vitesse de transmission comme vous pouvez le constater à la lecture du tableau de la figure 6.

Ce circuit dispose, de plus, d'une entrée RESET de remise à zéro qui, tant qu'elle est maintenue au niveau bas, bloque toutes les sorties. Enfin, ce qui ne gâte rien, il est réalisé en technologie C-MOS et a donc une consommation très faible (5 mW en fonctionnement).

Le quartz à utiliser a une fréquence bizarre à première vue (1,8432 MHz) mais cela n'est pas gênant, la généralisation de l'emploi de ce circuit ayant conduit à la « standardisation » de ce quartz que l'on peut trouver quasiment partout maintenant.

Fig. 6. – Synoptique du 14411 et fréquences générées.



Sortie	A = 1 B = 1	A = 0 B = 1	A = 1 B = 0	A = 0 B = 0
	FREQUENCES			
F_1	614,4 K	153,6 K	76,8 K	9 600
F_2	460,8 K	115,2 K	57,6 K	7 200
F_3	307,2 K	76,8 K	38,4 K	4 800
F_4	230,4 K	57,6 K	28,8 K	3 600
F_5	153,6 K	38,4 K	19,2 K	2 400
F_6	119,2 K	28,8 K	14,4 K	1 800
F_7	76,8 K	19,2 K	9 600	1 200
F_8	38,4 K	9 600	4 800	600
F_9	19,2 K	4 800	2 400	300
F_{10}	12,8 K	3 200	1 600	200
F_{11}	9 600	2 400	1 200	150
F_{12}	8 613,2	2 153,3	1 076,6	134,5
F_{13}	7 035,5	1 758,8	879,4	109,9
F_{14}	4 800	1 200	600	75
F_{15}	921,6 K	921,6 K	921,6 K	921,6 K
F_{16}	1,8432 M	1,8432 M	1,8432 M	1,8432 M

M = MHz K, = kHz, rien = Hz

Fig. 6. – Synoptique du 14411 et fréquences générées.

Exemple de mise en œuvre de l'ACIA

Tous ces compléments à l'ACIA étant vus, nous vous proposons en figure 7 un exemple de mise en œuvre complète de l'ACIA. Côté microprocesseur, il y a peu de commentaires à faire ; les connexions sont très logiques, vu la fonction des pattes que nous avons exposée le mois dernier. Nous n'avons pas représenté le décodage d'adresse, car celui-ci peut être quelconque et vous pouvez choisir un des exemples présentés dans les premiers articles de cette série.

Côté extérieur, nous avons donc utilisé pour la génération d'horloge notre 14411 ; un commutateur permettant de choisir la vitesse de transmission désirée. Remarquez qu'il faudrait, dans cet exemple, utiliser l'ACIA en mode horloge divisée par 16, puisque nous avons mis A à 0 et B à 1 sur le 14411, ce qui est réalisé dans 99 % des cas. Remarquez aussi que nous utilisons la même vitesse à l'émission et à la réception, ce qui est aussi, quasiment toujours le cas.

Pour ce qui est de l'interfaçage avec les lignes RS 232, nous retrouvons la portion de schéma présentée figure 5 avec les 1488 et 1489 dans toute sa simplicité.

Malgré le faible nombre de composants employés et la simplicité du schéma, le montage de la figure 8 est tout à fait fonctionnel et se retrouve dans la majorité des applications faisant appel à des circuits de la famille 6800 et utilisant une liaison série asynchrone. Quelques variantes sont possibles ; en particulier, si vous étudiez le schéma que nous avons utilisé sur notre ordinateur individuel décrit par ailleurs dans ces pages, vous constaterez que nous n'avons pas fait appel au 14411 mais à un timer programmable, objet du prochain article de cette série.

Enfin, et au risque de nous répéter, précisons bien que tout ce qui est écrit ici pour des circuits de la famille 6800 est transposable avec fort peu de modifications à d'autres familles de microprocesseurs ; les concepts généraux étant toujours les mêmes. De plus, et pour la clarté de l'exposé, nous n'avons pas systématiquement cherché ce qu'il y avait de plus moderne, sachez seulement qu'il existe, chez Rockwell par exemple, un ACIA avec l'équivalent d'un

14411 intégré dans le même boîtier ; la vitesse de transmission étant alors programmable par logiciel, grâce à un registre interne supplémentaire.

Notions de MODEM

Il ne serait pas honnête de terminer cette présentation des liaisons série asynchrones sans parler un peu des MODEM, ne serait-ce que pour les démystifier aux yeux de nombre d'entre vous.

Avant toute autre chose précisons ce qu'est un MODEM. Sa fonction est contenue dans son appellation puisque MODEM signifie MOdulateur DEModulateur. Un MODEM a donc pour rôle de convertir des signaux logiques en des signaux analogiques basse ou haute fréquence (ceci pour sa partie dite modulateur), et sait aussi convertir des signaux analogiques basse ou haute fréquence en des signaux logiques (pour sa partie démodulateur).

Cela peut paraître banal mais présente un grand intérêt ; en effet, alors que les signaux logiques peuvent difficilement voyager loin (une liaison, même RS 232, ne peut être utilisée valablement audelà de 100 mètres), des signaux analogiques basse fréquence par exemple peuvent voyager très loin, sur des lignes téléphoniques, sur des liaisons radio, sur des cassettes audio, etc. Un MODEM est donc utilisé toutes les fois que l'on a à relier deux équipements informatiques très éloignés ou, pour se servir d'un vulgaire magnétophone basse fréquence comme mémoire de masse (c'est le cas dans quasiment tous les micro-ordinateurs à usage personnel non munis de lecteurs de disquettes).

Le principe d'une liaison série asynchrone munie d'un MODEM est simple à comprendre. Les signaux issus de l'ACIA par exemple ainsi que l'horloge d'émission sont appliqués à la partie modulateur du MODEM qui fabrique un signal basse fréquence qui peut alors, pour peu que les fréquences soient bien choisies, être envoyé sur n'importe quoi.

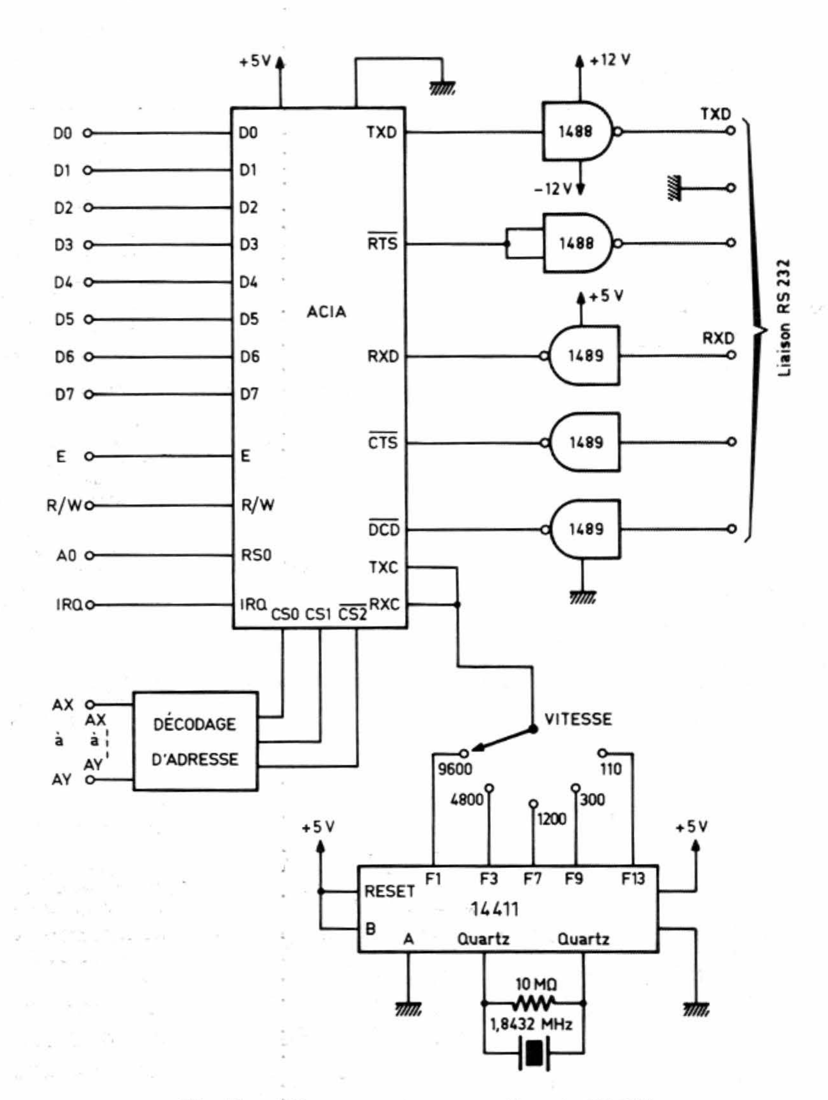


Fig. 7. – Mise en œuvre complète de l'ACIA.

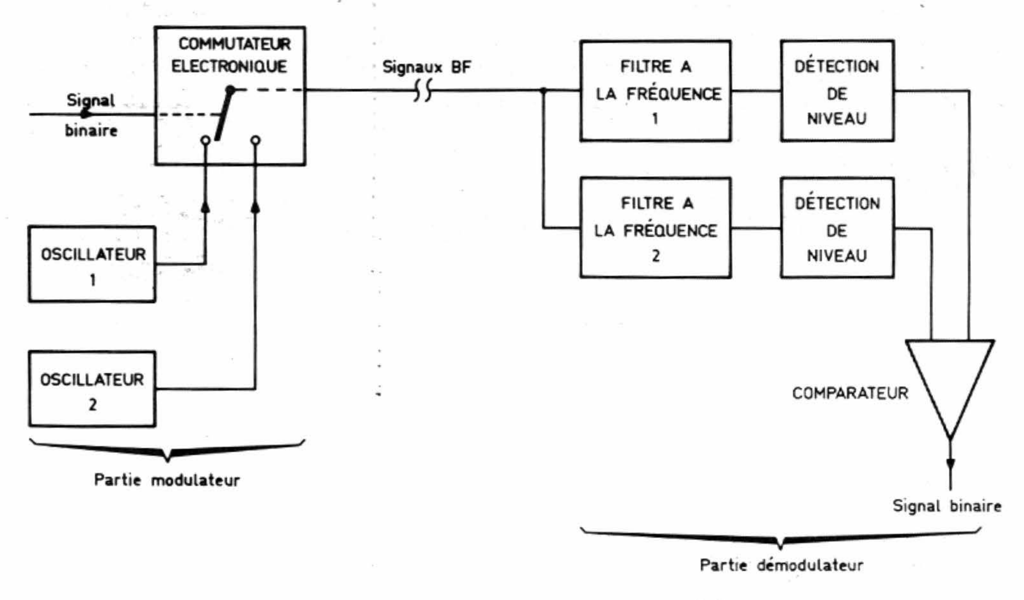


Fig. 8. – Synoptique simplifié d'un MODEM.

Côté réception, la partie démodulateur du MODEM transforme les signaux basse fréquence reçus en des signaux logiques et applique ceux-ci à l'ACIA. Sur les MODEM de bonne qualité, l'horloge de réception est également reconstituée par le démodulateur du MODEM et est appliquée à l'ACIA ce qui rend la liaison totalement insensible aux perturbations telles que retard, rotations de phase, variation de vitesse, si un organe tel qu'un magnétophone est intervenu entre émission et réception, etc.

Pour préciser un peu les choses, et bien que des MODEM intégrés existent, nous vous présentons en figure 8 le synoptique du MODEM classique le plus simple qui soit, mais dont le fonctionnement, s'il est bien réalisé, est tout à fait satisfaisant. Côté émission, les signaux binaires attaquent un commutateur électronique qui, selon que le signal est à 0 ou à 1, relie la sortie du MODEM à un oscillateur basse fréquence ou à un autre ; c'est tout simple ! Côté démodulateur, le signal basse fréquence reçu est appliqué à deux filtres, chacun accordé sur une des deux fréquences utilisées. Le niveau de sortie des filtres est mesuré et comparé et, selon celui qui est le plus important, on décide que c'est telle ou telle fréquence qui est reçue, c'est-à-dire que l'on reçoit un 1 ou un 0 logique.

Il existe, bien sûr des solutions plus complexes et plus performantes, mais leur principe de départ est identique à ce que nous venons d'exposer.

Par ailleurs, ce principe est utilisé sur quelques micro-ordinateurs à usage personnel pour le stockage des programmes sur cassettes; les fréquences basses choisies étant dans une plage telle qu'elle soit bien reproduite par des magnétophones à cassettes, même de qualité très modeste. Il est par contre navrant de constater que pour faire des économies de bouts de chandelles, certains fabricants aient adopté d'autres procédés qui conduisent à une utilisation beaucoup moins fiable des cassettes (cas du ZX 81 en particulier).

Conclusion

Nous en avons terminé avec les liaisons série asynchrones. Il y aurait encore beaucoup à dire à leur sujet mais cela sortirait du cadre de cette série. Nous pensons vous avoir donné suffisamment de renseignements pour que vous puissiez, si vous le désirez, approfondir la question sans difficulté.

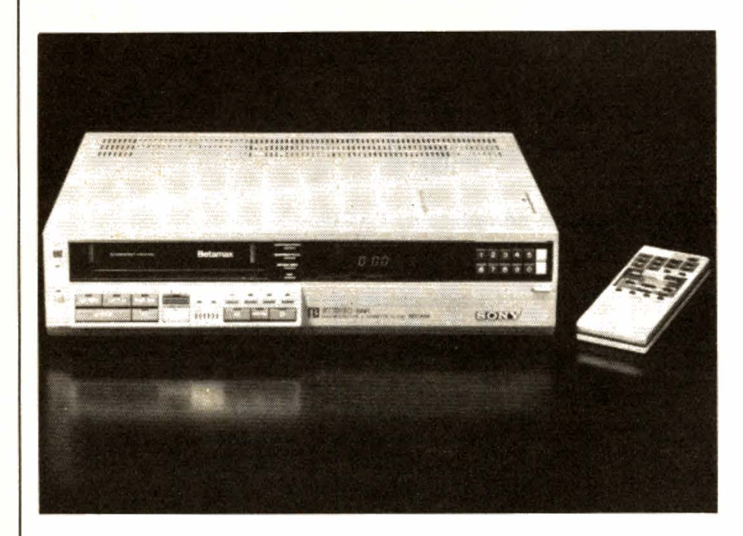
Le mois prochain, nous vous présenterons un circuit d'interface évolué typique constitué par un multiple timer programmable ; en attendant, et si vous faites partie des « juillettistes », nous vous souhaitons d'agréables vacances.

(à suivre)

C. TAVERNIER

Bloc-notes

Le magnétoscope stéréo SONY SL-C9F



SONY propose un nouveau magnétoscope de salon ultra-plat, à chargement frontal.

L'innovation technologique de ce nouveau modèle réside dans la reproduction d'un son stéréophonique.

Le SL-C9F est recommandé pour le système de télévision modulaire PROFEEL.

Il est possible d'obtenir un son stéréo soit en lisant des cassettes stéréo pré-enregistrées au standard Beta, soit en enregistrant avec un micro, soit en enregistrant des émissions diffusées simultanément par la télévision et la radio (à ce moment-là le SL-C9F est relié à l'ampli d'une chaîne hifi).

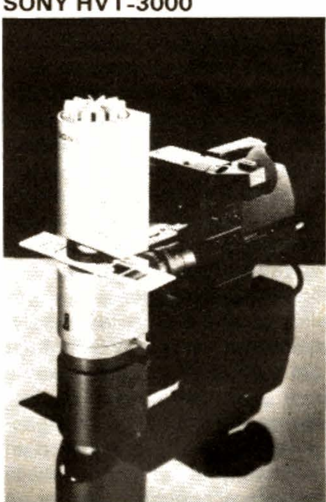
L'utilisation de nouveaux circuits intégrés réduisant d'environ 35 % le nombre de composants permet l'extrême compacité du SL-C9F (43 × 105 × 362 mm).

Pour les fonctions arrêt sur image, avance image par image et ralenti avant/arrière, le SL-C9F offre une image nette exempte de barre de bruit grâce aux 22 têtes vidéo à double azimut.

La recherche bidirectionnelle permet de visionner la cassette en avant ou en arrière soit à la vitesse normale soit à 2 fois la vitesse normale soit en ralenti (1/5 ou 1/10 de la vitesse normale) soit en image par image.

– Compteur linéaire en temps réel.
– Indicateur à diode permettant de mesurer la durée de la bande restant à visionner.
– Recherche automatique de programme (APS) pour retrouver immédiatement 9 séquences sur la cassette.
– Système réducteur de bruit.
– Télécommande à infrarouge.
– Programmation de 9 évènements sur 14 jours.
– Lecture automatique après rembobinage.
– Possibilité d'enregistrer ou de lire en continu pendant 14 heures avec le changeur automatique de cassette AG-90.

L'adaptateur vidéo pour pellicule photographique SONY HVT-3000



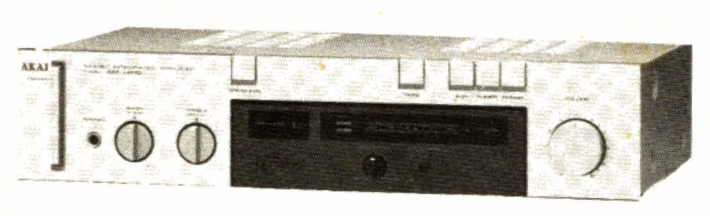
Cet accessoire permet de transformer une pellicule couleur négative en un signal vidéo positif en se servant des circuits de conversion négatifs-positifs de la caméra Sony HVC-4000 S.

De plus il est possible également de transformer une diapositive pellicule inversible en signal vidéo.

Grâce à cet adapteur on peut visionner sur un écran de télévision des images de films négatifs ou positifs et les enregistrer sur une bande vidéo.

Sélection de chaines HIFI






CHAINE AKAI AMU 210

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AMU 210,**
– une table de lecture **DUAL CS 505/01,**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 30.**

L'amplificateur Akai AMU 210 :
Puissance : 2 × 33 W/8 Ω.
Rapport signal/bruit : phono : 80 dB, aux. : 100 dB.
Distorsion : 0,4 %.
Bande passante : 5 à 40 000 Hz.

La table de lecture Dual CS 505/01 :
Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,05 % WRMS.
Rapport signal/bruit : 69 dB (pondéré).

L'enceinte acoustique Dynamic Speaker DS 30 :
Puissance : 45 W.
Système à 2 voies.
Réponse en fréquences : 40 à 18 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE AKAI AMU 110

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AMU 110.**

AKAI AMU 110,
– un tuner **AKAI ATK 110L,**
– un magnétophone à cassette **AKAI CSF 110,**
– une table de lecture **AKAI APD 33,**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 45.**

L'amplificateur Akai AMU 110 :
Puissance : 2× 23 W/8 Ω.
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB, aux. : 90 dB.
Distorsion : 0,5 %.
Bande passante : 10 à 30 000 Hz.

Le tuner Akai ATK 110L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 1,5 μV.
Distorsion : mono : 0,3 %, stéréo : 0,4 %.

Le magnétophone Akai CSF 110 :
Fluctuations : 0,04 %.
Bande passante : 20 à 19 000 Hz (métal), 20 à 18 000 Hz (CrO_2).
Distorsion : 0,8 % (métal).
Rapport signal/bruit : 58 dB (sans Dolby), 68 dB (avec Dolby).

La table de lecture Akai APD 33 :
Platine à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuations : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Précision de vitesse : + 2,5 %, – 0,5 %.

L'enceinte acoustique Dynamic Speaker DS 45 :
Puissance : 50 W.
Système à 3 voies.
Réponse en fréquences : 45 à 20 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE AKAI AMU 61

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AMU 51,**
– un tuner **AKAI ATS 61L,**
– un magnétocassette **AKAI GXF 31,**
– une table de lecture **AKAI APD 33,**
– deux enceintes acoustiques **3A HP 75.**

L'amplificateur Akai AMU 61 :
Puissance : 2 × 75 W/8 Ω.
Rapport signal/bruit : phono : 86 dB, aux. : 103 dB.
Distorsion : 0,007 %.
Bande passante : 5 à 70 000 Hz.

Le tuner Akai ATS 61L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 2 μV.
Distorsion : mono : 0,06 %, stéréo : 0,09 %.

Le magnétocassette Akai GXF 31 :
Fluctuations : 0,035 %.
Bande passante : 15 à 21 000 Hz (métal), 15 à 20 000 Hz (CrO_2).
Distorsion : 0,8 %.
Rapport signal/bruit : 60 dB (sans Dolby), 70 dB (avec Dolby).

La table de lecture Akai APD 33 :
Voir chaîne précédente.

L'enceinte acoustique 3A HP 75 :
Puissance : 70 W.
Bande passante : 35 à 25 000 Hz.
Impédance : 4/8 Ω.
Distorsion : 0,9 %.
Sensibilité : 96 dB.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 03.10 : Dans le N° 1 685, page 209, nous avons décrit un préamplificateur-compresseur BF (avec « bip » de fin d'émission) qui nous a valu un important courrier et sur lequel nous allons revenir.

Tout d'abord, nous rappelons qu'un rectificatif se rapportant essentiellement à la section « bip » a été publié dans le numéro 1 690, page 120. Nous pouvons ajouter encore que la résistance vers Q_8 est R_{34} (et non pas R_{32}).

Quant à la section « compresseur », de nombreux lecteurs nous ont écrit : « Ça a marché du premier coup ! » Par contre, d'autres correspondants nous ont indiqué rencontrer certaines difficultés de mise au point.

Pour ces derniers, nous indiquons ici deux petites modifications qui les débarrasseront de leurs soucis :

a) Ajouter entre la patte 2 de IC_1 et la masse une résistance de 100 kΩ **maximum** (pratiquement indispensable, valeur à ajuster).

b) Le cas échéant, on peut aussi jouer par ailleurs sur la valeur de la résistance R_{18}.

Dans les mêmes conditions, il est également possible d'utiliser un circuit intégré du type NE 542 (même brochage).

●

RR – 04.01 : M. Pierre BOURRAT, 03 VICHY, nous fait part d'une remarque au sujet de l'antenne-carreau décrite dans l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur ».

L'antenne décrite, nous le précisons bien, est l'antenne-carreau Chireix-Mesny ; c'est de cet aérien (que l'on a modifié) que nous est revenue des U.S.A. l'antenne baptisée « Cubical Quad ». Cela est d'ailleurs clairement indiqué à la fin de la description.

En fait, dans l'antenne CUBICAL QUAD, l'angle au sommet est **toujours fermé** et chaque côté du carré radiateur a une longueur égale à 0,25 λ... ce qui réduit notablement l'encombrement de l'aérien. Le cadre réflecteur a aussi son angle supérieur fermé, **ainsi que son angle inférieur**, et ses dimensions sont 5 % plus grandes que celles du radiateur. L'espacement entre réflecteur et radiateur est de 0,12 λ pour l'obtention d'une impédance de 75 Ω aux points de raccordement du feeder ; ou de 0,087 λ pour une impédance de 52 Ω.

●

RR – 04.02 : M. Daniel CARRET, 54 TOUL, nous demande des renseignements complémentaires au sujet d'un récepteur de trafic qu'il vient de construire.

Dans le montage de filtre actif à quartz pour CW dont vous nous entretenez (L'Emission et La Réception d'Amateur, 11e édition, page 223, figure VIII-17), les capacités ajustables permettent précisément de modeler la forme de la courbe de la bande passante, c'est-à-dire d'ajuster la sélectivité (largeur de bande et fréquences rejetées).

Naturellement, un tel réglage d'ensemble peut se faire « au mieux »... à l'oreille, en réception. Cependant, l'idéal est de disposer d'un wobbuloscope (ou wobbulateur + oscilloscope) réglé sur 455 kHz qui permet de « voir ce que l'on fait » par examen de la bande passante obtenue.

De toute façon, avec un fil-

tre actif, la bande passante demeure toujours très étroite... et c'est précisément ce que l'on demande dans le cas de la CW.

Un filtre à quartz **pour CW** se règle une fois pour toutes ; il n'est pas question de faire intervenir des CV ou des diodes Varicap.

D'autres schémas de montages possibles de filtres à quartz sont donnés à la page 87 de l'ouvrage cité.

●

RR – 04.03-F : M. Laurent VILLARD, 01 OYONNAX désire connaître les caractéristiques et les brochages de diverses lampes en sa possession.

Veuillez trouver ci-dessous les caractéristiques des lampes citées dans votre demande :

EM 80 : indicateur d'accord ; chauffage = 6,3 V, 0,3 A ; Va = Vt = 250 V ; It = 2,3 mA ; Ia = 0,37 mA ; Rg = 3 MΩ ; Vg = – 1 à – 14 V ; Ra = 500 kΩ.

OB 2 : stabilisateur de tension ; tension stabilisée = 108 V ; Ia = 5 à 30 mA ; Ia typique = 17,5 mA ; tension d'amorçage d'anode = 127 V.

9004 : diode UHF ; chauffage = 6,3 V 0,15 A ; Va max. = 117 V ; Ia = 5 mA.

955 : triode UHF ; chauffage = 6,3 V 0,15 A ; Va = 250 V ; Vg = – 7 V ; Ia = 6,3 mA ; S = 2,2 mA/V ; k = 25 ; P = 11,4 kΩ ; Wa = 1,6 W ; F max = 600 MHz.

VT 150 (6 SA 7) : heptode changeuse de fréquence ; chauffage = 6,3 V 0,3 A ; Va = 250 V ; Vg2 + G4 = 100 V ; Vg1 = 0 à – 35 V ; Ia = 3,5 mA ; Ig2 + G4 = 8,5 mA ; Sc = 0,45 mA/V ; P = 1 MΩ ; Wa = 1 W ; Rg1 = 20 kΩ ; Ig1 = 500 μA.

Brochages : voir figure RR-04.03.

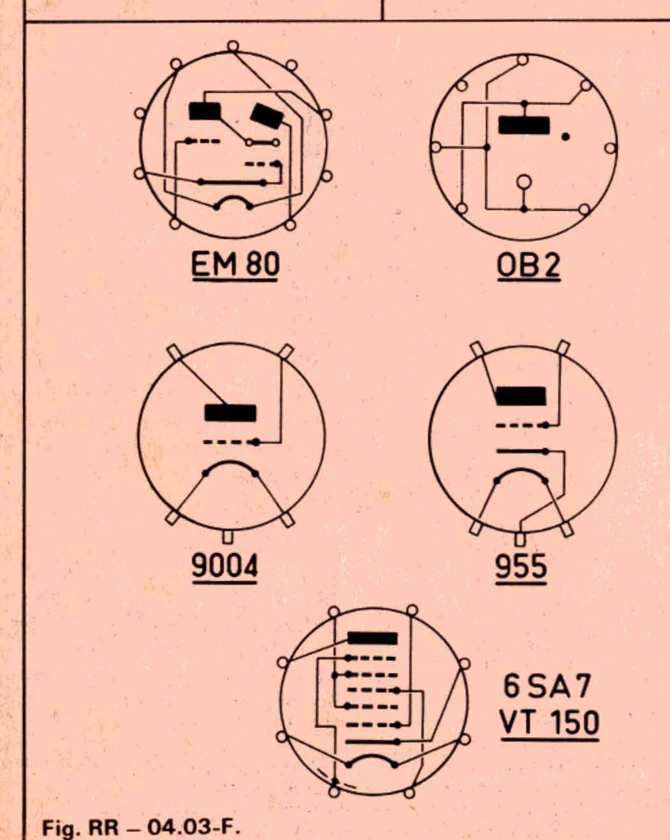


Fig. RR – 04.03-F.

●

RR – 04.04 : M. Patrice JOUBERT, 67 HAGUENAU souhaite adjoindre un afficheur digital de fréquence sur un tuner FM.

Ce que vous envisagez de faire est peut-être possible, mais reste néanmoins très délicat, votre tuner FM n'ayant pas été prévu à l'origine pour cela.

Pour obtenir l'affichage digital (veuillez vous reporter au N° 1671, page 52, figure 1), il vous faut réaliser le prédiviseur 1/100 et bien entendu le circuit d'affichage AY 3.8114 + les afficheurs ; il vous faut en outre une alimentation 12 V pour les afficheurs et une alimentation 5 V pour tous les autres circuits. L'entrée du prédiviseur doit être commandée par une bobine de 1 spire couplée à la bobine oscillatrice de votre tuner (bobine connectée entre les pattes 11 et 13 du circuit intégré IC 2) ; voir également figure 30, page 148, N° 1676. D'ailleurs, ce N° 1676 vous indique par le détail tous les circuits à réaliser pour l'obtention de l'affichage digital. Comme vous pouvez en juger, ce n'est pas aussi simple que vous sembliez le croire, et de plus nous formulons toutes réserves en ce qui concerne le résultat final, le tuner n'ayant pas été prévu à l'origine pour cela, nous le répétons.

●

RR – 04.05 : M. Fernand SERVOT, 13 ARLES, nous demande conseil :

1° pour l'utilisation de mandrins en sa possession pour la confection de bobinages ;

2° pour l'installation d'une antenne.

1° Vous pouvez parfaitement utiliser vos mandrins de 15 mm de diamètre en lieu et place de ceux de 14 mm préconisés dans notre ouvrage « L'Emission et La Réception d'Amateur », et cela sans modifier les nombres de tours indiqués (remarque valable pour toutes les bandes).

En effet, les noyaux de vos mandrins sont très certainement réglables et leurs réglages vous permettront d'obtenir les accords des circuits tout en compensant la différence minime des diamètres des mandrins.

2° Nous sommes désolés de devoir vous dire qu'**aucune** antenne **verticale** installée sur une terrasse ne peut fonctionner correctement sans radians (mauvais rayonnement, T.O.S. élevé, etc.) Ou alors, il faut l'installer à même le sol avec un bon piquet de **terre** (terre bonne conductrice).

Dans ce domaine, il a été maintes fois constaté que telle ou telle antenne verticale fonctionne nettement mieux et avec un bien meilleur rendement lorsqu'elle est installée à même le sol plutôt que sur un toit avec des radians.

Par ailleurs, vous devriez savoir qu'aucun propriétaire ou société de propriété ne peut s'opposer à l'installation d'une antenne d'émission pour radioamateur régulièrement autorisé.

Il vous suffit (par lettre recommandée avec accusé de réception) d'**avertir** le propriétaire que vous allez faire procéder à l'installation d'une antenne d'émission dans telle et telle conditions, etc. Voir la loi publiée au Journal Officiel du 3 juillet 1966 ou notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » 11e édition, page 365. Nous précisons bien qu'il suffit d'avertir, d'informer le propriétaire ; il n'y a pas d'autorisation à demander.

●

RR – 04.06-F : M. Jean-Luc RUSSIER, 31 TOULOUSE possède un microphone dynamique de qualité auquel il tient beaucoup. Ce microphone comportait un transformateur subminiature élévateur d'impédance 50 Ω/50 kΩ qui est maintenant défectueux et introuvable dans le commerce. Notre correspondant nous demande s'il existe une solution lui permettant de continuer à utiliser ce microphone.

Tout d'abord, n'oubliez pas qu'en BF, **il est possible** de relier une impédance de sortie faible à une impédance d'entrée beaucoup plus élevée (alors que l'inverse ne conviendrait absolument pas).

En conséquence, sur la figure RR-04.06, nous vous proposons un montage préamplificateur-adaptateur à 3 transistors qui, partant d'un microphone 50 Ω, sort sur une impédance de l'ordre de

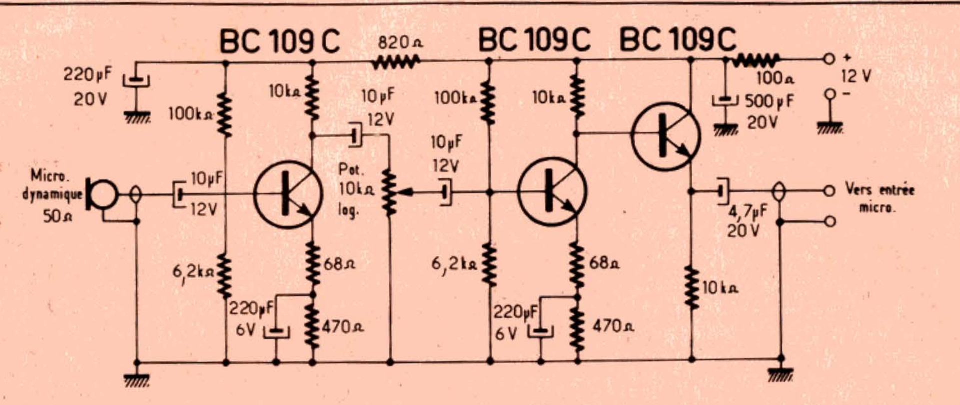


Fig. RR – 04.06-F.

10 kΩ. La préamplification aidant (d'ailleurs ajustable par un potentiomètre miniature de 10 kΩ), ce montage doit néanmoins vous permettre d'utiliser votre microphone 50 Ω à l'avant de l'entrée microphonique d'un amplificateur d'une impédance de 10 kΩ à plus de 100 kΩ ; la préamplification supplémentaire compense l'accroissement d'amplitude des signaux BF dû au rapport élévateur du transformateur d'origine.

●

RR – 04.07 : M. Albert BADOLLE, 70 VESOUL nous demande :

1° conseil pour la mise au point d'une antenne ;

2° ce qu'est un récepteur panoramique.

1° Ce que vous nous exposez au sujet de votre antenne « pseudo G5 RV » est tout à fait normal... Il ne fallait pas réduire les dimensions indiquées de moitié ! Il s'agit déjà d'une antenne assez délicate de mise au point, mais si de plus vous ne respectez pas les dimensions données... il faut s'attendre à tout !

2° Un récepteur panoramique est un appareil qui montre sur l'écran d'un tube cathodique les émissions présentes sur une certaine largeur de la bande reçue ; la présence d'une émission est indiquée par un « pip » (V renversé) dont l'amplitude est fonction de celle du signal reçu. Il s'agit d'un récepteur dont l'oscillateur local du changement de fréquence est wobbulé et balaye, analyse, une certaine largeur de bande ; les émissions rencontrées sont alors montrées comme dit précédemment sur l'écran d'un oscilloscope à balayage synchrone connecté à la sortie de la détection.

Dans de précédentes éditions de notre ouvrage sur l'Emission et la Réception d'Amateur, nous avons publié un montage de récepteur de ce genre (à lampes) ; puis le montage n'a pas été repris dans les éditions récentes, car **l'intérêt** d'un tel appareil relativement complexe n'est pas tellement évident.

●

RR – 04.08 : M. Marcel GAUTHIER, 65 TARBES :

1° pense à une erreur dans une formule publiée dans le N° 1678, page 132 ;

2° nous demande conseil pour l'utilisation d'un magnétoscope.

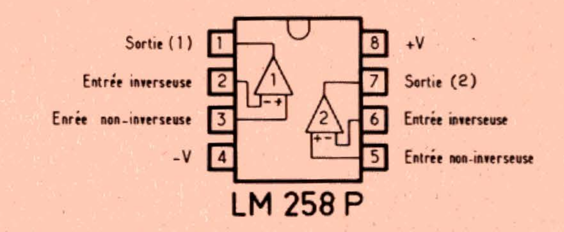
1° Il est bien évident que dans la formule donnée à la page 132 du N° 1678, il faut lire :

$$I = 2 \times \sqrt{\frac{P}{R}}$$

c'est-à-dire 2 multiplié par racine carrée de P sur R.

2° Certes, il est toujours possible d'éliminer le tuner d'un magnétoscope ou du téléviseur utilisé conjointement, mais les possibilités s'en trouvent considérablement réduites (par exemple : enregistrement de l'émission d'une chaîne pendant que l'on regarde le programme d'une **autre** chaîne).

Pour se passer du tuner du téléviseur, les signaux vidéo peuvent être appliqués à l'entrée de l'amplificateur vidéo du téléviseur (tout de suite après la diode de détection vidéo) ; de même les signaux « son » peuvent être appliqués directement à l'entrée de l'amplificateur BF.



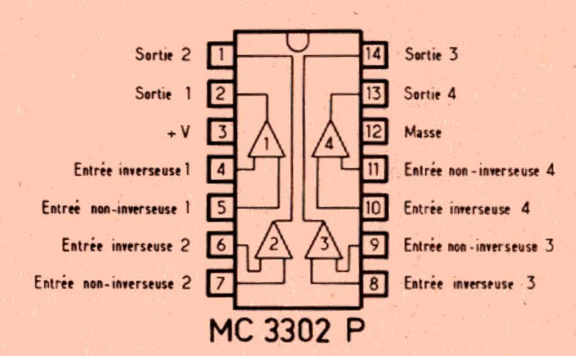


Fig. RR – 04.09-F.

Tout cela est d'ailleurs résolu d'une façon simple avec les téléviseurs récents munis d'une prise dite « péritélévision ».

●

RR – 04.09-F : M. René DEVAUX, 75009 PARIS, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés LM 258P et MC 3302 P.

1° Le circuit intégré LM 258 P est un double amplificateur opérationnel. Gain en

tension = 100 dB ; largeur de bande en « gain unité » = 1 MHz (compensé en température) ; tension d'alimentation = ± 1,5 V à ± 15 V ; intensité d'alimentation = 400 μA environ ; tension de sortie max. = 30 V sur 2 kΩ ; Pd = 500 mW.

2° Le circuit intégré MC 3302 P est un quadruple amplificateur opérationnel. Tension d'alimentation = ± 1 V à ± 18 V ou + 2 V à + 36 V ; intensité d'alimentation = 800μA environ ; Pd = 570 mW ; gain en tension = 100 V/mV.

Brochage : voir figure RR – 04.09.

●

RR – 04.10 : M. Claude MONNET, 80 ABBEVILLE nous écrit : « Je viens d'acquérir une antenne 5/8 d'onde pour 144 MHz destinée à être installée sur une voiture. Après installation et pour sa mise au point, la notice technique (fournie avec l'antenne) dit qu'il suffit de procéder par étapes en raccourcissant progressivement (morceau par morceau) le câble coaxial livré volontairement long, jusqu'à l'obtention d'un T.O.S. faible. Qu'en pensez-vous ? »

Certes, c'est un procédé ! En réalité, il ne résout absolument rien : cela consiste tout simplement à rechercher **à accorder** la ligne d'alimentation (feeder coaxial), mais le ou les défauts de l'antenne subsistent ! Si vous observez un T.O.S. anormalement élevé, il peut s'agir d'une **fréquence de résonance** incorrecte de l'antenne, ou encore du raccordement du câble coaxial sur l'antenne en un point **d'impédance** incorrecte. Veuillez vous reporter à l'article que nous avons publié dans le N° 1668, page 165.

●

RR – 04.11 : M. André BOURGIER, 34 SETE, nous fait part d'ennuis rencontrés lors de l'utilisation d'une cellule du type magnétique lectrice de disques.

Avec la cellule piézoélectrique, vous n'aviez aucun ronflement ; avec la cellule magnétique, un ronflement apparaît... Le phénomène est bien connu : il s'agit d'une **induction** sur la cellule magnétique, alors que la cellule céramique (piézoélectrique) n'y est évidemment pas sensible. Nous ne pensons pas que l'induction sur la cellule magnétique soit provoquée par le moteur du tourne-disque, comme cela arrive parfois (votre platine semblant être effectivement conçue pour pouvoir être équipée avec l'un ou l'autre type de cellule).

Nous pensons plutôt qu'il peut s'agir d'un transformateur d'alimentation (amplificateur voisin, par exemple) insuffisamment éloigné ou mal orienté qui rayonne et induit du 50 Hz directement sur la cellule.

●

RR – 04.12 : M. Georges PERROTON 92 COURBEVOIE nous demande s'il est possible de couper sans danger le courant HF sur la tête d'effacement d'un magnétophone pour réaliser des surimpressions.

Vous pouvez essayer, sans danger, le procédé envisagé. Cependant, il faut prévoir, non pas un simple interrupteur, mais un inverseur qui commute le courant HF sur une résistance d'une valeur égale à l'impédance présentée par la tête d'effacement à la fréquence considérée ; cela afin de maintenir à la même intensité, la valeur du courant de prémagnétisation d'enregistrement.

Nous ne vous dissimulerons cependant pas que ce procédé simplifié ne permet pas de réaliser des surimpressions de qualité.

●

RR – 04.13 : M. Charles ESCAMEZ, 75007 PARIS se plaint d'un souffle assez gênant sur ses réceptions FM stéréophoniques, alors que les réceptions FM monophoniques sont absolument impeccables.

Nous avons récemment répondu à une question de ce genre. Nous estimons que c'est le système multiplex stéréophonique qui est en cause (si l'on peut dire), en ce sens qu'il nécessite un champ nettement plus important pour une audition sans souffle comparativement à une réception monophonique.

A la suite de ces courriers, nous nous sommes livrés à quelques mesures précises dans ce domaine. Nous avons utilisé un tuner FM suivi de son décodeur stéréophonique, ensemble commercial que nous estimons d'une bonne qualité moyenne :

a) Pour une audition monophonique parfaite, **sans souffle**, une tension de 7 à 8μV (mesurée à l'entrée d'antenne 75Ω) suffit.

b) Par contre, pour une même qualité d'audition sans souffle, une tension d'entrée de 18 à 20μV devient nécessaire...

En conséquence, nous vous conseillons simplement d'améliorer vos conditions de réception, notamment en installant une antenne FM **extérieure**, ce qui augmentera la tension du signal appliqué au tuner et supprimera le souffle en réception stéréophonique.

●

RR – 04.14 : M. Paul BRIGNON, 59 DUNKERQUE nous demande des renseignements sur le marquage des diodes.

Il existe un code de couleurs (JEDEC) pour le marquage des diodes. Les couleurs indiquent les mêmes **chiffres** que dans le cas des résistances ou des condensateurs ; il y a donc 4 anneaux de couleurs indiquant chacun un chiffre. Le premier chiffre correspond à l'anneau le plus large, anneau qui indique aussi le côté « cathode ». A l'avant des 4 chiffres, on sous-entend le préfixe habituel 1N...

Exemple : un anneau large jaune suivi de trois anneaux plus étroits respectivement marron, jaune et gris = 1N 4148.

Mais attention ! De nombreuses diodes sont marquées avec des anneaux de couleurs qui n'ont rien à voir avec ce code et qui correspondent à un code particulier au fabricant.

●

RR – 04.15 : M. Alain FOREST, 68 ST-LOUIS nous demande conseil pour l'installation d'un tuner FM.

1° Le fait que vous constatiez des parasites lorsque vous branchez l'antenne sur votre tuner FM ne démontre pas qu'il s'agit d'une antenne défectueuse. Cela prouve tout simplement qu'il s'agit d'un parasite local qui est recueilli par cette antenne.

D'après vos explications, il pourrait peut-être s'agir de l'ascenseur de l'immeuble, ou du transformateur EDF voisin, ou de la ligne de transport électrique à haute tension aboutissant à ce transformateur. Vous devriez signaler le fait aux Services Régionaux de la T.D.F. dont vous dépendez, services qui pourront alors déceler avec exactitude l'origine de la perturbation, et éventuellement faire le nécessaire.

2° Si votre antenne FM est un dipôle simple, classique, son impédance centrale est de l'ordre de 75Ω. Le câble de descente doit donc être un câble coaxial de 75Ω également et il doit être connecté à l'entrée 75Ω du tuner (et non pas 240Ω).

●

RR – 04.16 : M. Stéphane LIVET, 33 BORDEAUX souhaite obtenir des explications supplémentaires au sujet du contrôleur de pose pour tirages monochromes et couleurs dont la description a été publiée dans le numéro 1396, page 160.

1° Les contacts sont représentés à l'état de repos ; le contact S2a est solidaire des autres. Le commutateur de fonctions est du type commutateur « téléphonique » à levier ; il a trois positions :

– levier poussé depuis le centre (ou neutre) dans une direction ; le commutateur est verrouillé dans une position ;

cette section demande deux positions de commutation et deux positions de travail ;
– levier poussé depuis le centre dans l'autre direction ; ici, le commutateur est chargé par un ressort, c'est-à-dire qu'il revient au centre (neutre) dès qu'il est relâché ; cette section demande un contact « travail ».

Si le commutateur disponible possède plus de contacts qu'il est nécessaire, on peut les ignorer.

A défaut d'un commutateur du genre que nous venons de décrire, on peut utiliser deux commutateurs séparés, l'un pour la partie « mesures », l'autre pour la partie « temporisation ».

2° On peut utiliser des transistors 2N 2926 G ou O, ou encore du type BSY 30.

3° La cellule ORP 12 peut être remplacée par d'autres telles que LDR 03, 05, ou 07 par exemple.

4° La résistance R_{14} a une valeur de 5,6 kΩ (et non pas 56 kΩ).

●

RR – 05.01 : M. Jean-Claude AVIT, 50 CHERBOURG :

1° montage d'un amplificateur HF de puissance à la suite d'un microphone-émetteur ;

2° variations dans les conditions de réception, de jour en jour, pour diverses stations OC ;

3° remise en état, avec alimentation secteur, d'un émetteur-récepteur type BC 620.

1° L'adjonction d'un amplificateur HF à la suite du micro-émetteur FM décrit dans le n° 1677 (p. 177) n'est pas possible (oscillateur non piloté) et est par ailleurs strictement interdite par les P.T.T.

2° Les variations dans les conditions de réception que vous observez pour les très grandes distances sont tout à fait normales et sont dues à la propagation qui varie avec la hauteur des couches ionisées de la haute atmosphère.

3° L'émetteur-récepteur BC 620 a fait l'objet d'une description qui a été publiée dans le n° 1366 (p. 148) ; ce numéro est malheureusement épuisé depuis bien longtemps. Sachez par ailleurs que le BC 620 est un appareil à présent totalement désuet, périmé et sans intérêt (il date d'avant la guerre de 1939 !). En outre, quel que soit son mode d'alimentation, par batterie ou par secteur, il nécessite une pile interne délivrant quatre tensions de polarisation, pile type BA 41 qui bien évidemment n'est plus fabriquée présentement !

●

RR – 05.02-F : M. Paul JAILLET, 26 VALENCE, pour des raisons d'encombrement, souhaiterait utiliser une antenne 1/2 onde verticale pour la bande C.B. et nous demande ses caractéristiques essentielles de fabrication.

Il est absolument exact qu'une antenne verticale 1/2 onde ne nécessite pas de radians.

Si l'on considère les fréquences extrêmes de la bande C.B., soit 27,405 MHz et 26,965 MHz, cela donne une fréquence moyenne de 27,185 MHz, soit une λ de 11,035 mètres.

Compte tenu du facteur de correction de vélocité habituel (0,95), cela détermine donc deux éléments AB et CD de 5,24 mètres chacun ; voir schéma figure RR-05.02.

Ces deux éléments doivent être déportés d'environ un mètre par rapport au mât-support G par une pièce isolante E. Cette pièce E peut d'ailleurs n'être isolante qu'aux points de fixation B et C des éléments verticaux.

Le câble coaxial F d'impédance 75 Ω est connecté aux points BC comme indiqué sur le schéma.

Pour un transceiver avec sortie 52 Ω d'impédance, la désadaptation n'entraîne qu'un T.O.S. de l'ordre de 1,4. Il n'est pas nécessaire de chercher à réaliser un circuit adaptateur d'impédances, lequel apporterait davantage de pertes que la désadaptation proprement dite indiquée.

●

RR – 05.03 : M. Régis FAYOLLE, 75008 PARIS :

1° recherche le schéma d'un montage permettant de mesurer la vitesse d'un projectile ;

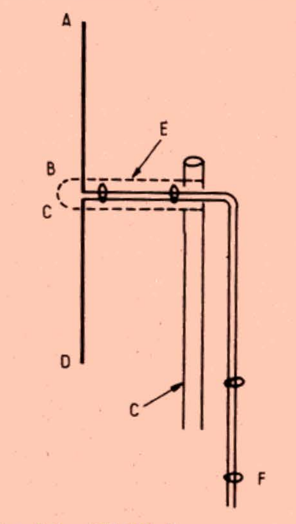


Fig. RR – 05.02-F.

2° possède un récepteur comportant (entre autres) plusieurs gammes VHF et UHF, et nous demande quel genre d'antenne extérieure utiliser.

1° Nous vous indiquons qu'un appareil pour la mesure de la vitesse d'un projectile a été décrit dans les numéros 308 (p. 26) et 309 (p. 16) de la revue Radio-Plans ; nous pensons que ce montage correspond à ce que vous recherchez et qu'il serait susceptible de vous donner satisfaction.

2° Nous pensons qu'une antenne VHF/UHF à très large bande devrait pouvoir convenir à votre récepteur ; nous vous suggérons l'antenne DISCONE ou l'antenne ASTRO (voir les fréquentes publicités à leur sujet dans les pages réservées à nos annonceurs).

●

RR – 05.06 : M. Serge DAVAL, 40 DAX :

1° nous demande le schéma d'une petite cuve de nettoyage à ultrasons ;

2° sollicite notre avis sur les différents potentiomètres de commande d'un amplificateur stéréophonique.

1° Nous vous signalons que la description complète et très détaillée d'une cuve de nettoyage par ultrasons a été publiée dans notre n° 1583, page 218.

2° Il existe des potentiomètres jumelés soigneusement construits, accouplés et contrôlés qui permettent rigoureusement les mêmes variations (qu'il s'agisse de volume ou de correction de tonalité) dans chaque voie stéréophonique.

Précisément, compte tenu de ce qui vient d'être dit ci-dessus, qu'il est toujours préférable d'avoir des réglages à commande unique agissant simultanément sur les deux voies, plutôt que des commandes séparées sur chaque voie... quitte à agir ensuite (si besoin est) sur le réglage « balance ».

●

La page du ZX 81



Réalisez UNE CARTE D'INTERFACE UNIVERSELLE

APRES vous avoir présenté, dans notre précédent numéro, le schéma et les idées directrices de notre carte d'interface universelle, nous allons aujourd'hui prendre le fer à souder, câbler celle-ci et l'essayer.

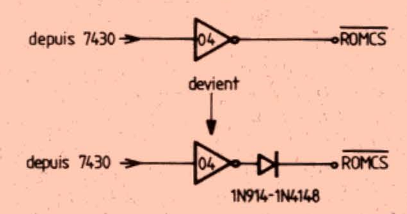


Fig. 1. – Modification du schéma publié dans notre précédent numéro.

Le circuit imprimé

Avant d'aborder cet important sujet, nous devons faire une petite correction au schéma publié le mois dernier ; en effet, celui-ci a été victime d'une omission dont nous vous prions de bien vouloir nous excuser ; omission réparée par la figure 1 ; il manquait en effet une diode en série avec la ligne ROMCS. Cette diode peut être n'importe quel type de diode silicium petit signal tel que 1N914 ou 1N4148 par exemple.

Le circuit imprimé que nous avons réalisé est, comme pour la carte mémoire, un double face à trous métallisés. Il est disponible prêt à l'emploi et étamé chez FACIM, 19, rue De Hegenheim, 68300 Saint-Louis, pour un prix très modique. Pour ceux d'entre vous qui voudraient cependant le réaliser eux-mêmes, le dessin des deux faces est indiqué à l'échelle 1 en figures 2 et 3.

Le montage

Du fait de l'utilisation d'un circuit à trous métallisés, il ne présente pas de difficulté et est vraiment à la portée de tous. Le plan d'implantation est indiqué figure 4. Vous commencerez par souder les supports en positionnant leur ergot dans le sens où ira le circuit ensuite, cela vous évitera peut-être des erreurs ultérieures, vous câblerez ensuite les deux résistances, les quatre condensateurs de découplage (deux tailles ont été prévues pour ceux-ci : 2,54 mm et 5,08 mm), la diode et les deux connecteurs 40 points situés en haut de la carte. Vérifiez soigneusement votre travail, en particulier au niveau d'éventuels points de soudure, car certaines pistes passent très près des pattes des circuits intégrés.

Vous câblerez ensuite le connecteur spécial ZX 81, mais celui-ci sera monté côté cuivre du circuit de façon à ce que, lorsque vous enficherez la carte dans le ZX 81, les composants se trouvent vers l'arrière de l'ensemble.

A propos de ce connecteur, nous avons déjà expliqué comment le fabriquer en sciant un connecteur ayant plus que 2 × 23 contacts. Rappelons que cette coupe doit être faite très correctement afin que le connecteur se centre bien dans l'ouverture arrière du ZX pour que ses

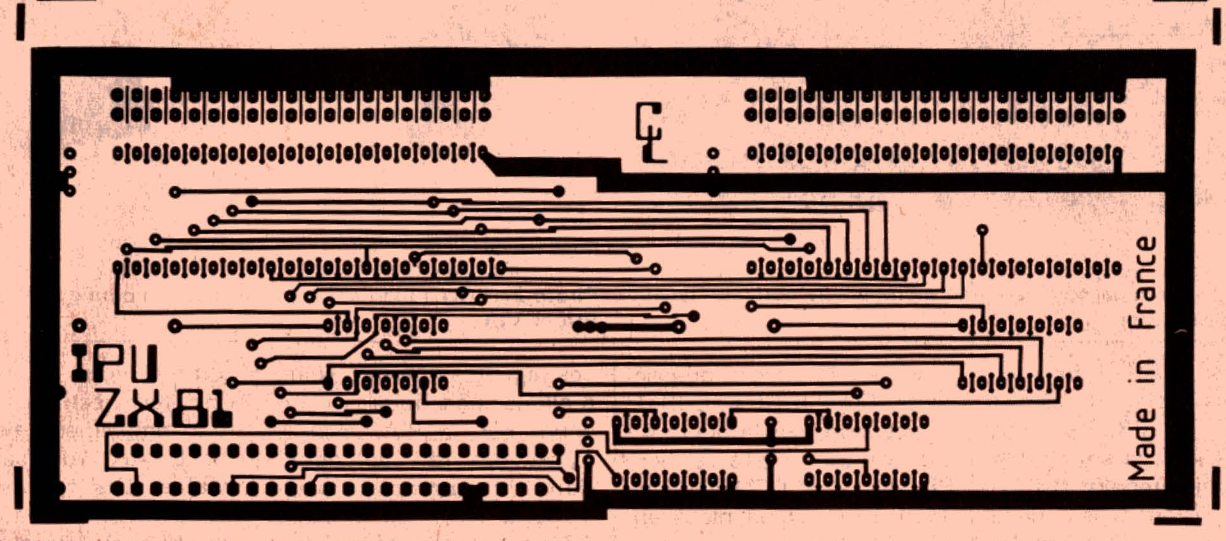


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

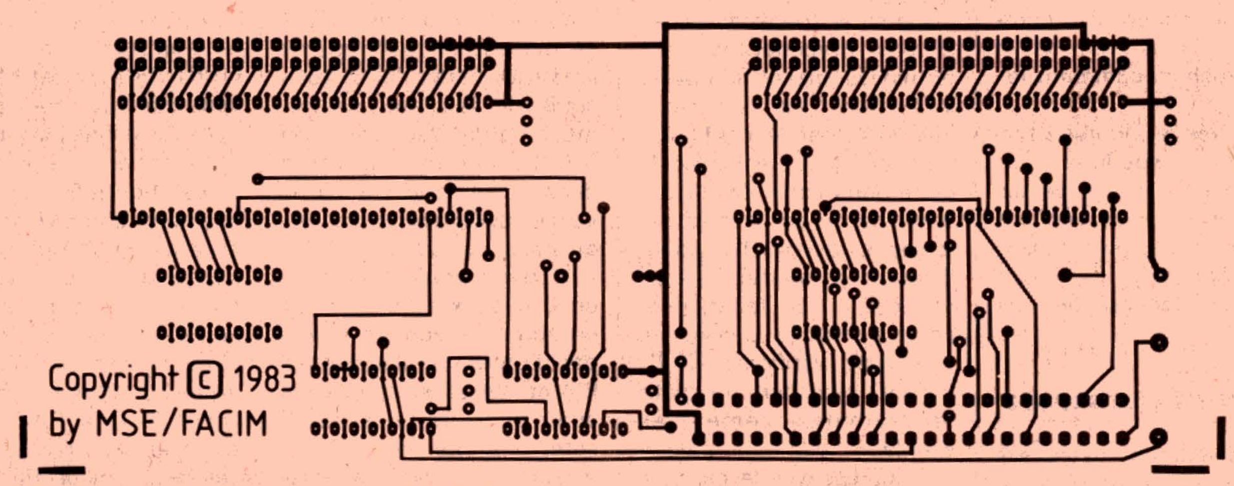


Fig. 3. – Circuit imprimé, côté composants, échelle 1.

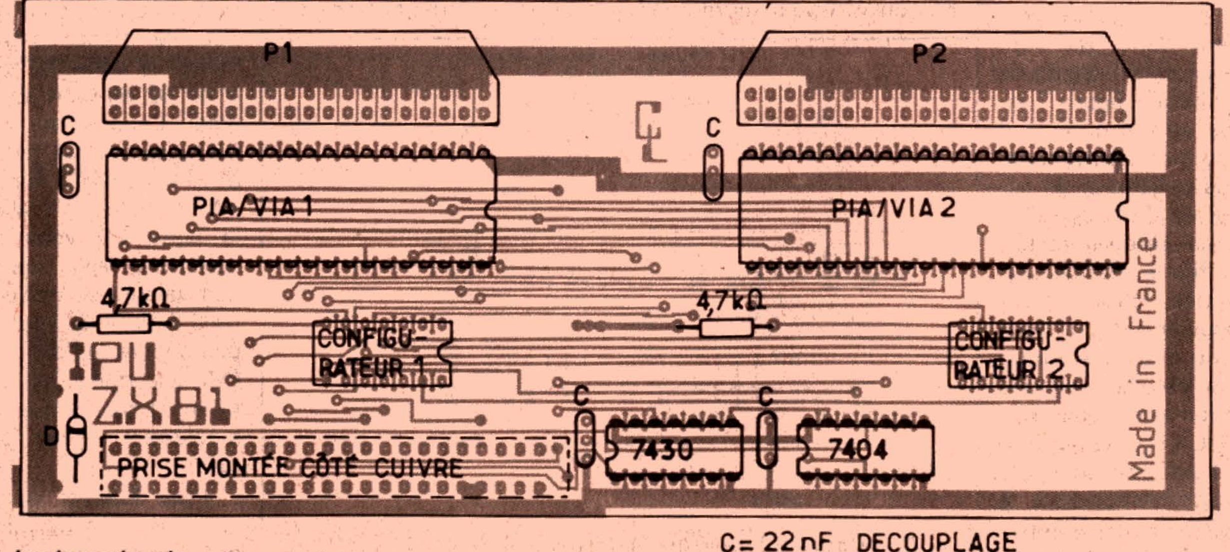


Fig. 4. – Implantation des composants.

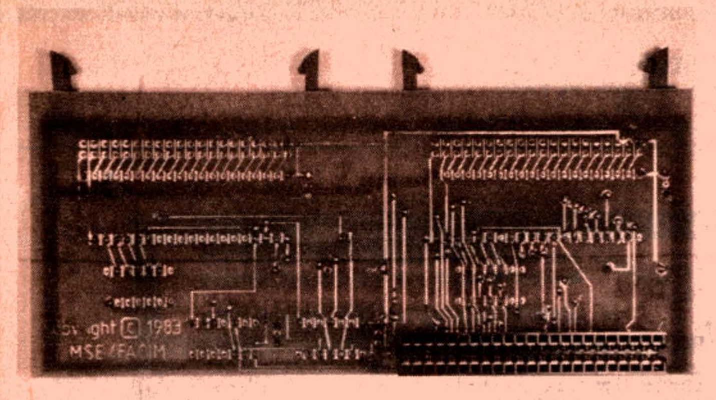


Photo 1. – Comme pour la carte mémoire, le connecteur est soudé côté cuivre.

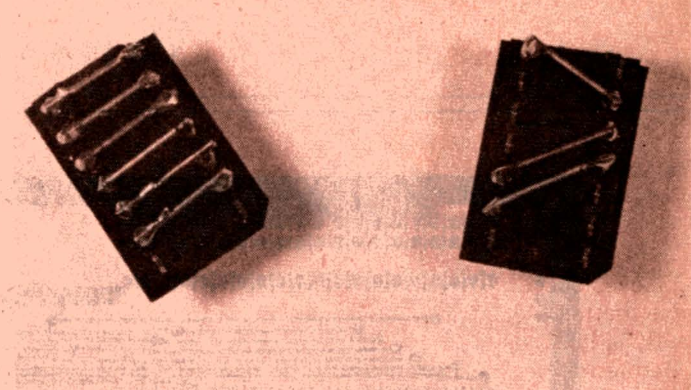


Photo 2. – Gros plan sur les bouchons de configuration pour PIA et VIA.

contacts tombent bien en face des pistes du circuit imprimé du ZX. Si vous souhaitez utiliser cette carte conjointement à d'autres extensions telles que la RAM 16 K par exemple, utilisez un connecteur avec des pattes à wrapper et laissez dépasser celles-ci sans les couper côté composants, nous verrons le mois prochain comment les utiliser.

Une fois le montage terminé et vos soudures vérifiées, mettez en place les circuits intégrés en vérifiant bien leur sens, puis passez à la confection des bouchons de configuration de la carte.

Les configurateurs

Comme nous l'avons expliqué le mois dernier, ce sont des supports de composants à 14 pattes qui s'enfichent dans des supports de circuits intégrés de même taille. La figure 7 indique les straps à réaliser sur ces supports pour constituer des bouchons de sélection pour PIA ou VIA. Ces straps seront réalisés en fil nu rigide. Rappelons, à ce propos, que la carte peut recevoir un ou deux PIA, un ou deux VIA ou un PIA et un VIA sans aucune intervention autre que celle consistant à mettre le bouchon de configuration sur le support correspondant à l'endroit où on veut mettre le PIA ou le VIA. Nous ne l'avons pas encore précisé mais CONFIGURATEUR 1 correspond, sur la figure 4, au circuit placé en PIA/VIA 1 et CONFIGURATEUR 2 au circuit placé en PIA/VIA 2.

Les essais

Lorsque toutes les opérations précédentes sont terminées, placez un PIA ou VIA sur le support PIA/VIA 1 et le configurateur adéquat, enfichez la carte dans votre ZX 81 débarrassé de ses autres extensions éventuelles pour l'instant et mettez-le sous tension. Il doit fonctionner comme par le passé, ce que vous vérifierez en lui faisant exécuter un petit programme, même très simple.

Pour essayer la carte, il va nous falloir initialiser le PIA ou VIA puis écrire dans ses registres internes. Nous n'allons pas faire ici un cours sur le PIA, celui-ci ayant été fait en détail dans le numéro d'avril 1983 à partir de la page 174 dans notre série « Initiation à la micro-informatique » auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter si nécessaire. Pour ce qui est du VIA, même remarque, mais là, il vous suffit de feuilleter ce numéro pour trouver son fonctionnement détaillé dans la rubrique « Réalisez votre ordinateur individuel ».

Lorsque vous aurez lu ce ou ces deux articles, vous en aurez dégagé les principes d'utilisation des circuits PIA et VIA et, surtout, vous aurez constaté qu'en fait il suffit d'écrire les bonnes valeurs dans certains registres internes pour que les circuits fonctionnent comme vous le désirez. Une telle écriture se fait tout simplement avec des POKE aux adresses adéquates. Les figures 10 et 11 donnent les adresses, en décimal (puisque c'est en décimal qu'il nous faut écrire derrière un PILE), des registres internes des PIA et VIA selon qu'ils sont sur le support 1 ou 2. Les noms des registres sont ceux que vous avez pu rencontrer dans les descriptions des articles précités.

La figure 9 donne un exemple d'initialisation du côté A d'un PIA placé sur le support 1. La ligne 10 place à 0 le registre de contrôle CRA et autorise donc l'accès au DDRA. La ligne 20 place certaines lignes PA0 à PA7 en entrées et d'autres en sortie selon la valeur de XX (à écrire en binaire d'abord puis à convertir en décimal pour le placer derrière le POKE) la ligne 30 met à 1 le bit B2 du CRA autorisant ainsi l'accès au registre ORA, ce qui est fait en 40 pour faire sortir sur PA0 à PA7 la valeur YY alors que la ligne 50 vous montre comment faire une entrée des valeurs se trouvant sur PA0 à PA7 (si vous n'avez pas encore lu l'article sur le PIA cela doit vous sembler hermétique, mais cela s'éclairera après sa lecture).

Pour essayer la carte, il suffit de réaliser un petit programme d'initialisation

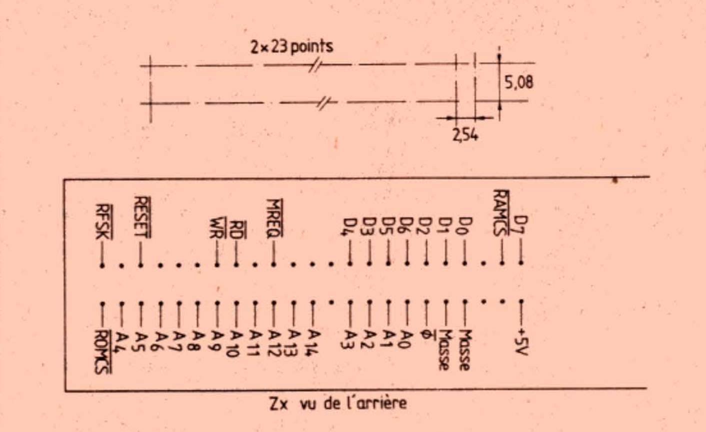


Fig. 5. – Cotes et brochage du connecteur du ZX 81.

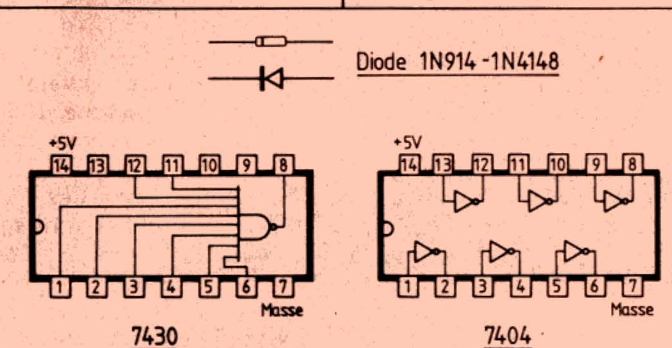
du ou des PIA ou VIA que vous voulez mettre dessus et de placer ceux-ci en sortie. Un voltmètre ou une simple LED en série avec une résistance de 330 Ω placées successivement sur les pattes PAO à PA7 et PBO à PB7 des PIA ou VIA, permettra de vérifier que les valeurs que vous voulez faire sortir des circuits sont bien correctes. Si tel est le cas, votre carte fonctionne. Un défaut de celle-ci étant d'ailleurs bien improbable, vu sa simplicité et le faible nombre de composants utilisés.

Il est évident que si vous avez l'habitude du langage machine du Z 80, vous pouvez faire les mêmes opérations en assembleur. Attention ; il ne faut cependant pas utiliser les instructions d'entrées/sorties du Z 80 ; les registres des PIA et VIA étant, compte tenu du montage réalisé, vus comme des mémoires classiques.

Pour compléter le tout, la figure 8 vous indique le brochage des deux connecteurs de haut de carte. Remarquez que la masse et le + 5 V y aboutissent afin d'être utilisés par les circuits que vous connecterez derrière ces PIA ou VIA ; n'oubliez cependant pas que l'alimentation du ZX 81 a des possibilités limitées au point de vue courant de sortie et, de ce fait, évitez de relier à ces sorties + 5 V des circuits qui consomment plus de 50 mA environ. Nous reviendrons sur ce sujet dans un prochain article consacré à quelques exemples de ce que l'on peut connecter derrière un PIA ou VIA.

Conclusion

Vu le volume de notre « page » du ZX 81, nous allons en rester là pour aujourd'hui. Nous décrirons dans un prochain numéro quelques montages à



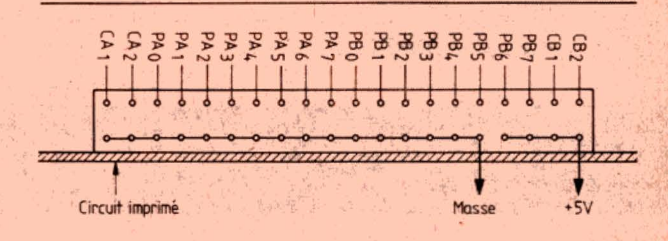


Fig. 8. – Brochage des connecteurs de la carte.

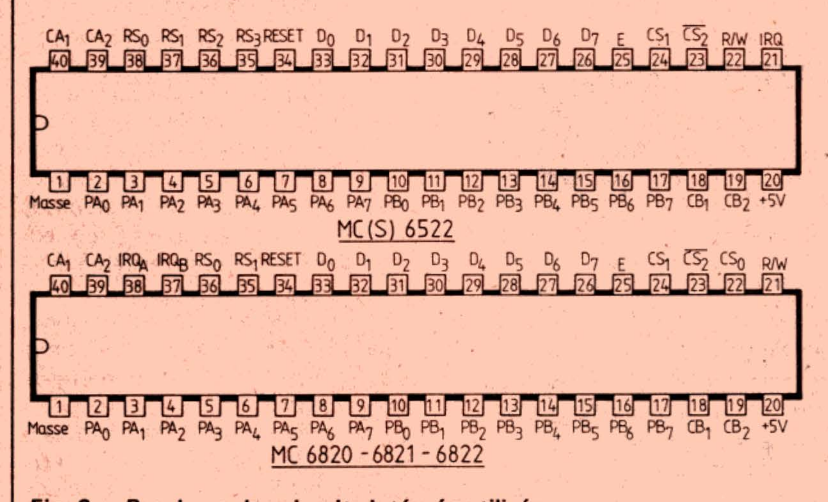


Fig. 6. – Brochage des circuits intégrés utilisés.

```
10   POUE 16129, 0
20   POUE 16128, XX
30   POUE 16129, 4
40   POUE 16128, YY
50   LET PIAA = PEEK 16128
```

Fig. 9. – Principe d'accès au PIA (voir texte).

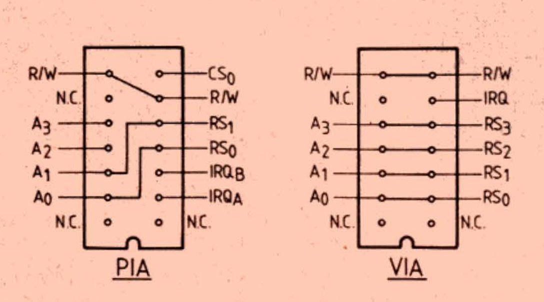


Fig. 7. – Bouchons de configuration PIA/VIA vus de dessus.

		ADRESSES
PIA 1	ORA et DDRA	16128
	CRA	16129
	ORB et DDRB	16130
	CRB	16131
PIA 2	ORA et DDRA	16144
	CRA	16145
	ORB et DDRB	16146
	CRB	16147

Fig. 10. – Tableau d'adressage des PIA.

	ADRESSE		ADRESSE
VIA 1 ORB	16128	VIA2 ORB	16144
ORA	16129	ORA	16145
DDRB	16130	DDRB	16146
DDRA	16131	DDRA	16147
T1L-L T1C-1	16132	T1-L T1C-L	16148
T1C-H	16133	T1C-H	16149
T1L-L	16134	T1L-L	16150
T1L-H	16135	T1L-H	16151
T2L-L T2C-L	16136	T2L-L T2C-L	16152
T2C-H	16137	T2C-H	16153
SR	16138	SR	16154
ACR	16139	ACR	16155
PCR	16140	PCR	16156
IFR	16141	IFR	16157
IER	16142	IER	16158
DRA	16143	ORA	16159

Fig. 11. – Tableau d'adressage des VIA.

connecter derrière cette carte pour vous donner quelques exemples, mais ceux-ci ne seront pas limitatifs étant donné que vu la souplesse de programmation des circuits employés et le nombre de lignes disponibles, vous pouvez commander à peu près tout ce que vous désirez. Nous avons aussi en préparation, suite à vos nombreuses demandes, une carte d'interface pour une imprimante classique disposant d'une interface Centronics (ce qui est le plus courant).

(à suivre)

C. TAVERNIER

Bloc-notes

La VIDEO EN STEREO CHEZ GRUNDIG

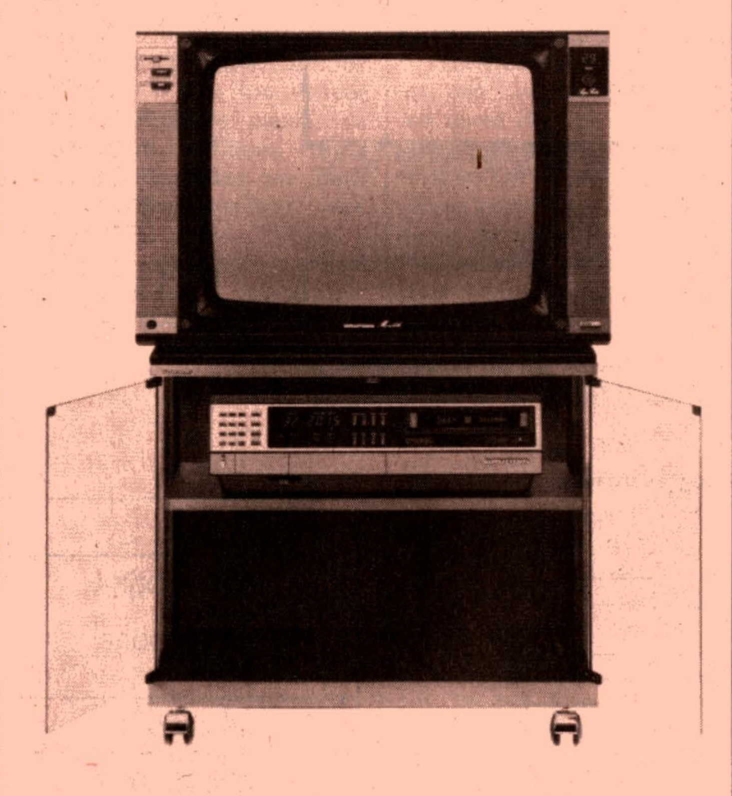
Grundig propose désormais aux mélomanes les plus attentifs une vidéo en stéréophonie.

Le téléviseur Grundig « Monolith » – Stéréo 2 × 20 W peut être associé avec le nouveau magnétoscope Grundig au standard européen Vidéo 2000, le Vidéo 2 × 4 Stéréo 2200 – Pal/Secam.

Ce magnétoscope possède intégralement les atouts déjà connus du Vidéo 2 × 4 Super, notamment le dispositif électronique DTF garantissant une reproduction image de très haute qualité et un microprocesseur qui ne se contente pas de mémoriser les données programmées, mais les met en ordre, corrige les erreurs de programmation et les indique sur l'afficheur et en plus :

- Un format plus compact

- Une programmation basée sur un véritable calendrier électronique, procédé plus simple et surtout plus sûr : plus d'erreur dans le numéro d'ordre de jour – tout est codifié, le chiffre du mois, le jour réel, l'heure.



LE CATALOGUE TECHNO-PROFIL 1983-1984 EST PARU

Le catalogue Techno-Profil 1983-1984 comprenant la gamme complète des supports de C.I., d'afficheurs et tout élément de connectique ARIES vient de paraître.

Comportant 36 pages, ce catalogue présente les principales nouveautés suivantes :

– Les supports bas-profil de la série 520 : force d'insertion (8 oz.) et d'extraction (4,5 oz) avec point d'identification pour la polarisation.

– Les supports quadrangulaires de la série 513 à 31 picots (22 mm au carré) et 62 picots (50 mm × 30 mm).

– Les supports matricés au pas de 2,54 mm existant dans n'importe quelle configuration et s'adaptant à tous les nouveaux composants ne pouvant utiliser des supports standards.

Pour tout renseignement :

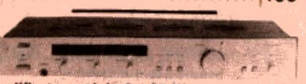
Techno Profil
118, av. du Mal-De-Lattre-de-Tassigny, B.P. 136, 94123 Fontenay-sous-Bois Cedex.
Tél. : 876.11.05

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS SUIVANT DISPONIBILITE DES STOCKS

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI



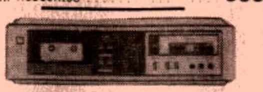
• **Platine Tourne-disques.** Entraînement courroie.
Prix .... 490 F



• **Amplificateur stéréo 2 x 35 W.**
Commandes : graves, aigus, balance, filtre, affichage du niveau de sortie par diodes, électroluminescentes .... 540 F



• **Tuner PO-GO-FM stéréo.**
Indicateur de niveau du signal par diodes électrolumi-nescentes .... 590 F



• **Platine K7 stéréo**
Chargement frontal. Dolby sélecteur de bandes. «Métal». VU-mètres électroluminescent. Touches douces.
Prix .... 749 F

CHAINE HIFI 2 x 33 W «RADIOLA»

PLATINE disques
auto. ou manuelle
TUNER
PO.GO.FM.stéréo synthétiseur digital quartz
AMPLI
2 x 33 W/8 Ω
PLATINE K7
Dolby métal



2 ENCEINTES 3 voies, 45/80 W
Meuble RACK luxe
PRIX : 3990 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES NEUVES



20 W, 2 voies
H40 x L24 x P16
La paire .... 200 F

40 W, 3 voies
façade amovible
La paire .... 390 F

50 W, 3 voies
façade amovible
H49 x L27 x P22
La paire .... 480 F

60 W, 3 voies
façade amovible
H52 x L29 x P22
La paire .... 600 F

80 W, 3 voies. Façade amovible
H57 x L33 x P25. La paire .... 880 F
100 W, 3 voies. Façade amovible
H65 x L36 x P26 **La paire** .... 980 F

MATERIELS VENDUS AVEC UN LEGER DEFAUT D'EBENISTERIE

GARANTIE : 1 AN
H.P. Gde Marque
10 W. 1 voie.
Pièce .... 60 F
20 W. 2 voies.
Pièce .... 90 F
30 W. 3 voies
Pièce .... 140 F
40 W. 3 voies.
Pièce .... 190 F
50 W. 3 voies.
Pièce .... 190 F

PIETEMENT

pour téléviseur, électrophone, chaîne Hi-Fi, enceintes, etc. .... 50 F

MINI-LECTEUR DE K7

Stéréo.
Avance rapide.
2 prises casques.
Prise alimentation extérieure.
Livré avec mini-casque et bandoulière.



Prix .... 249 F

MAGNETO K7 «CROWN»

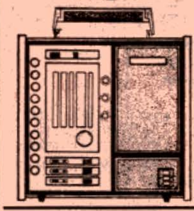


Enregistrement/lecture. Piles/secteur. Micro incorporé, compte-tours, tonalité réglable. Prises enregistrement, micro, écouteur.
Prix .... 340 F

MINI MAGNETO Piles

Micro incorporé. Compte tours.
Prix : 179 F

Récepteur «MERIDIAN 212»



PO-GO-5 OC-FM. 3 stations préréglables en FM. Commutation A.F.C. Réglages aigu, grave, volume. Indicateur d'accord. Alim. piles ou secteur. Prises magnéto, casque.
Prix ...... 390 F

RADIO K7 mono

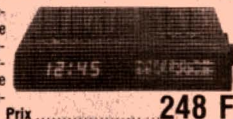


PO-GO-OC FM
Piles/Secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne télescopique.
Prise HP ext.
Prise micro avec télécommande.

Contrôle enregistrement par Led.
Prix .... 390 F

RADIO K7 - Stéréo

PO-GO-FM. K7 stéréo. Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.



(Photo non contractuelle)

Prix exceptionnel .... 680 F
PO-GO-FM-OC K7 stéréo .... 780 F

RADIO-REVEIL ELECTRONIQUE

PO.GO.FM. Secteur. Affichage digital. Pile de secours sur l'horloge en cas de coupure de courant.
Prix .... 248 F

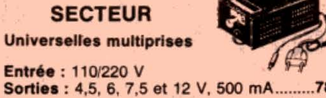
CASQUES STEREOPHONIQUES

• **Modèle avec interrupteur marche / arrêt et dosage à chaque écouteur** .... 68 F

CASQUE MINIATURE

Ultra léger, stéréo, pour Walkman .... 49 F

ALIMENTATIONS SECTEUR



Universelles multiprises
Entrée : 110/220 V
Sorties : 4,5, 6, 7,5 et 12 V, 500 mA .... 78 F
Entrée : 110/220 V
+ ou – à la masse. **Sorties :** 3, 6 ou 9 V, 300 mA, avec multiprise .... 46 F

PROMOTION EXCEPTIONNELLE

sans suite



Téléviseur couleur 66 cm grande marque - Tube R.T.C.
2990 F
(Photo non contractuelle)

VENTE PROMOTIONNELLE

(sans suite. Quantité limitée)

TELEVISEURS COULEURS
NEUFS GARANTIS. Equipés avec prise PERITEL

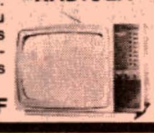
51 cm	2590 F
51 cm télécommande	2980 F
56 cm	2790 F
56 cm télécommande	3280 F
67 cm	2990 F
67 cm télécommande	3490 F

TELEVISEURS COULEURS «RADIOLA» équipés avec prise PERITEL

42 cm (RK 402-22)	2990 F
42 cm (42 K 585) télécommande	3290 F
51 cm (RK 603-22)	3650 F
66 cm (RK 806-22)	3990 F
66 cm (RK 837-11 télécommande, avec enceinte acoustique 10 W, 2 voies, porte	5480 F
51 cm (RK 653-22) multi-standard	3880 F

TELEVISEUR 32 cm N et B «RADIOLA»

Très belle présentation. Alimentation 220 V ou 12 V batterie. 8 touches de programmation. Matériel neuf emballé. Poids 6 kg.



Prix .... 980 F

TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an



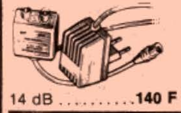
Téléviseurs noir et blanc
44 et 51 cm
Prix : 490 F
Suivant disponibilité
Photo non contractuelle

POUR TELEVISEURS ET CHAINES HI-FI REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION



Type 250 VA
Entrées
110 ou 220 V
Sorties : 220 V
Régulées à ± 1 %
Temps de régulation : 1/100 de seconde
Convient à tous les appareils qui demandent l'emploi d'un régulateur .... 240 F
Spécial TELE COULEUR «DYNATRA» 400 VA
Entr. 110, sort. 110. Entr. 220. Sortie 220. Super affaires .... 520 F

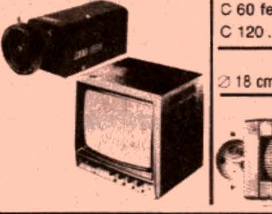
AMPLIFICATEUR D'ANTENNE 23 dB



se branche directement sur le secteur ...... 190 F
14 dB .... 140 F

ENSEMBLE CAMERA MONITEUR VIDEO

Comprenant :
• Caméra fixe avec objectif. Alim. 220 V.
• Moniteur vidéo, écran 32 cm, alimentation 220 V.



NEUF
Prix .... 2490 F
Caméra seule .... 1580 F

PROMOTION AUTORADIO K7



PO-GO-FM stéréo K7 stéréo, 2 x 5 W ... 440 F
PO-GO-FM stéréo K7 stéréo, 2 x 7 W ... 490 F

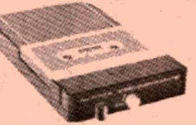
Exceptionnel AUTORADIO PO-GO avec HP **120 F**
neuf sans cadran (en état de fonctionnement)

AUTORADIO «VOXON»



PO.GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouches 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix .... 190 F

ADAPTATEUR K7



Pour lecteur de cartouches 8 pistes. Alimentation directe. Avance rapide.
Prix
239F

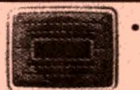
L'ensemble autoradio + adaptateur K7 .... 390 F

AUTO-RADIO «VOXON»



PO-GO-FM stéréo, K7 stéréo. 16 stations préréglables. Booster incorporé 2 x 20 W. Contrôle de tonalité, balance. Avance et retour rapide verrouillable. Tiroir antivol .... 2390 F

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR



2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.-P. 45 à 20000 Hz. Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix .... 50 F

HAUT-PARLEUR de portière

20 W/4 Ω. La paire .... 120 F

HAUT-PARLEURS POUR VOITURE

Prix .... 30 F

ANTENNE AUTO



ANTENNE D'AILE ELECTRIQUE
(L : 1,10 m) se commande du tableau de bord.
12 volts .... 98 F

MONTEZ VOUS MÊME VOTRE LECTEUR DE K7

PLATINE LECTEUR de K7 Complète, prête à fonctionner avec alimentation régulée du moteur.
Avec tête STEREO ...... 79 F
Par quantité, nous consulter

TETES LECTURE DE MAGNETOPHONE

Mono ...... **20 F** • **Stéréo** ...... **40 F**

MICRO A TELECOMMANDE



pour magnéto à K7. Avec fiches .... 22 F
ou DIN .... 24 F

CASSETTES

C 60 ferro Radiola .... 8 F
C 120 .... 7 F

BOBINE MAGNETIQUE

∅ 18 cm (pleine) : **12 F** .... Bobine vide ∅ 18 cm **3 F**

• PROGRAMMATEUR THEBEN-TIMER



Chrono-program.
Mise en route/arrêt appareils électriques. **120 F**

HP 07-83

Vend au détail, au prix de gros

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. Mº Crimée
41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris.
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. Mº Jaurès - Louis Blanc.

• **CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS** • PARKING DANS LA COUR

Prix établis au 1.7.83

Initiation à la pratique de l'électronique

LE TRIGGER DE SCHMITT

Le circuit appelé « Trigger de Schmitt » rend de nombreux services aux électroniciens, puisqu'il remet en bon état des signaux carrés quelque peu déformés, ou bien il transforme des tensions, qu'elles soient sinusoïdales ou sous forme de dents de scie, en des impulsions ayant des flancs bien droits. Le trigger de Schmitt est également très employé comme comparateur de phase ou comme indicateur de niveau.

C'est, en plus, un circuit d'une grande simplicité, puisqu'il ne comporte que deux transistors, dont les composants associés sont d'un calcul facile.

Avec le trigger de Schmitt, le lecteur pourra transformer un oscillateur sinusoïdal en générateur de signaux carrés, ou encore, comme nous allons le voir, améliorer les signaux du multivibrateur présenté le mois dernier.

Qu'est-ce que le trigger de Schmitt ?

Que signifie donc ce terme de « trigger de Schmitt » ? La traduction du mot anglais « trigger » est « gâchette » ou encore « déclenchement », et Schmitt est le nom de l'inventeur de ce circuit donnant en sortie une impulsion d'amplitude constante, qui dure aussi longtemps que la tension d'entrée dépasse un certain seuil. Ainsi le trigger de Schmitt est utilisé pour déclencher un circuit dès qu'un certain niveau sera atteint. Ce niveau peut être par exemple la traduction électrique d'une température pour déclencher une alarme... Le trigger de Schmitt est également très utile pour remettre en forme des impulsions qui ont subi des dommages lors d'une transmission (fig. 1). Ces signaux ressortent impeccables du circuit.

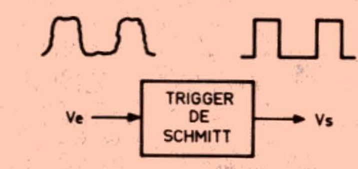


Fig. 1. – Le trigger de Schmitt remet en forme les impulsions.

Composition et fonctionnement

Ce trigger de Schmitt se compose simplement de deux transistors T_1 et T_2 (fig. 2).

A l'état de repos, c'est-à-dire sans signal à l'entrée, T_1 est bloqué, tandis que T_2 est passant.

Si T_1 est bloqué, on trouve sur son collecteur une tension sensiblement égale à la tension d'alimentation U (pas de chute dans R_{C1}, puisque $I_{C1} = 0$). Un pont de résistance R_A et R_B applique une certaine tension positive qui rend le transistor T_2 (NPN) pas-

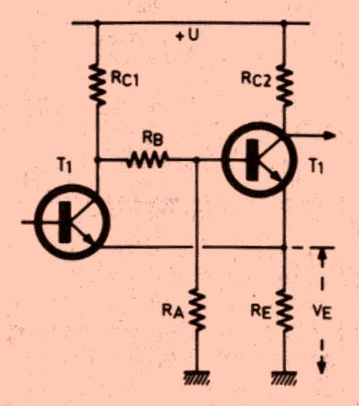


Fig. 2. – Schéma de base du trigger de Schmitt à transistors.

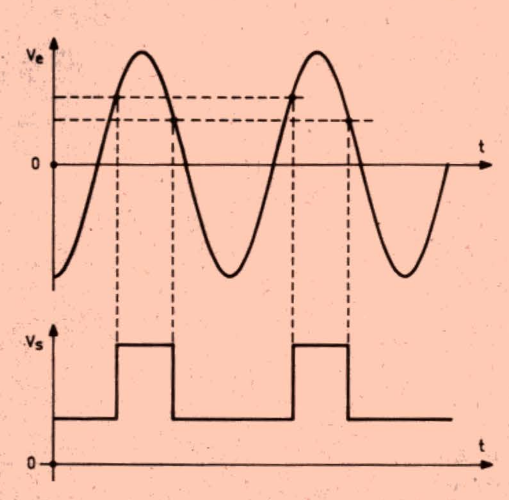


Fig. 3. – Transformation d'une tension sinusoïdale en tension rectangulaire. Remarquer les deux seuils de déclenchement.

sant. (La tension collecteur de celui-ci a, de ce fait, un niveau faible).

Le déclenchement se produit lorsque la tension sur la base de T_1 dépasse un certain niveau (égal précisément à l'addition de la tension V_E et de V_{BE} de T_1). Le transistor T_1 devient alors passant, la tension sur son collecteur est moins positive, ce qui entraîne un blocage de T_2 (tension de base inférieure à la tension d'émetteur).

Il s'ensuit sur le collecteur de T_2 une montée subite de tension. Ce niveau « haut » sur le collecteur durera aussi longtemps que la tension sur la base sera au-dessus du seuil de déclenchement du montage.

Il est à remarquer que le déclenchement et le retour du circuit à son état initial ne se font pas au même niveau de tension (fig. 3).

Calcul des éléments

Voyons comment se calculent les éléments du circuit. Nous souhaitons un seuil de déclenchement égal à 2,4 volts et nous disposons de deux transistors BC 108 ainsi qu'une source de 9 volts. Les transistors sont chargés chacun par 1 kΩ et la résistance R_E est choisie égale à 470 Ω(fig. 4).

Etant donné la valeur de la tension de seuil, V_E est alors égale à : 2,4 V – 0,6 V. On en déduit la valeur du courant :

$$I_{E2} = \frac{1{,}8\ V}{470} = 3{,}8\ mA$$

Puisque I_c est peu différent de I_E, la tension de repos sur le collecteur de T_2 a pour valeur :

9 V – (1 kΩ × 3,8 mA) = 5,2 V ;

elle passe à environ 9 volts lorsque le seuil d'entrée est dépassé.

Il est important de bien remarquer que T_2 ne doit jamais être bloqué. Autrement dit, son courant I_c ne doit jamais être nul, car il faut que la tension V_E soit toujours présente, ce qui est indispensable pour le bon fonctionnement du montage. Il en découle que l'amplitude de l'impulsion de sortie est toujours inférieure à la tension d'alimentation.

Le pont R_A R_B est défini de telle sorte que la tension sur la base de T_2 soit supérieure à la tension V_E + V_{BE}, soit dans notre exemple 2,4 volts. Tension sur la base de :

$$T_2 = \frac{U \times R_A}{R_{c1} + R_A + R_B} > 2{,}4\ V$$

avec U = 9 volts, R_{c1} = 1 kΩ, R_A = 2,2 kΩ et R_B = 4,7 kΩ, la condition est réalisée.

Résumé de la méthode de calcul

En partant de la tension d'alimentation disponible (U), la tension de sortie désirée (ΔV_s), la tension de déclenchement (V_{seuil}), on détermine d'abord les valeurs de R_E et I_{c2}

$$R_E = \frac{V_{seuil} - V_{BE}}{I_{C2}}$$

La résistance R_E ne doit pas être trop faible (c'est-à-dire qu'elle sera de l'ordre de quelques centaines d'ohms).

Choix de R_{c2} : l'amplitude de l'impulsion de sortie est fonction de I_{c2} et de R_{c2} ($\Delta V_s = R_{c2} \times I_{c2}$).

On sait que cette tension de sortie est inférieure à la tension d'alimentation U. Si on désire une tension de sortie sensiblement égale à U, on place à la suite du trigger de Schmitt un transistor fonctionnant en commutation.

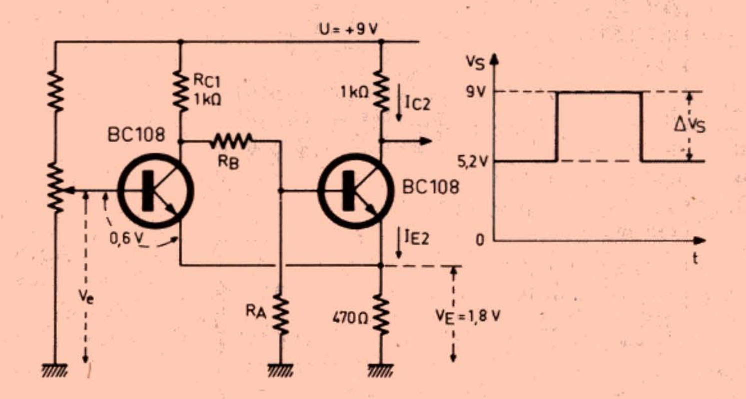


Fig. 4. – Schéma pratique du trigger de Schmitt.

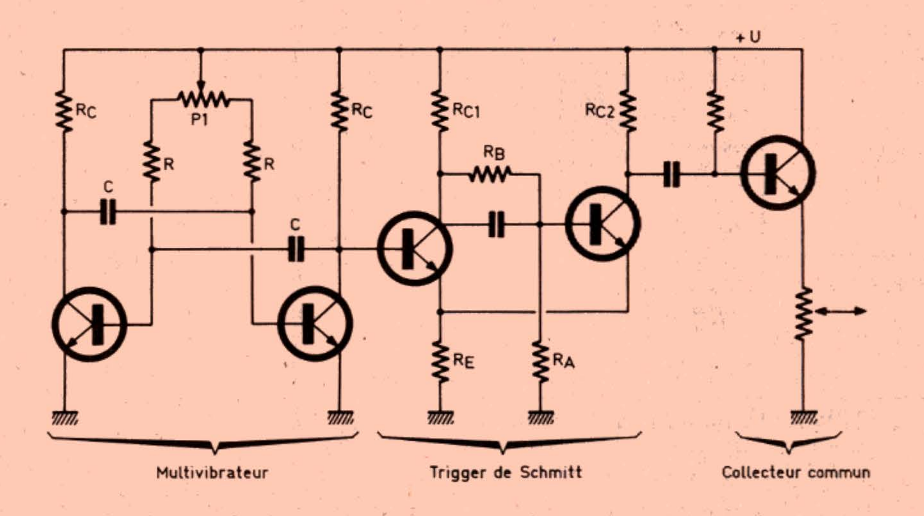


Fig. 5. – Schéma du générateur de signaux carrés.

Choix de R_{c1} : sa valeur est choisie égale ou légèrement supérieure à R_{c2}.

Choix de R_B : sa valeur ne doit pas être trop élevée (4,7 kΩ par exemple).

Choix de R_A : cette dernière résistance, composante du pont, tient à ses bornes la tension de déclenchement de T_2. Cette tension, que nous nommons V_{b2} est légèrement supérieure à $V_E + V_{BE}$. On doit donc avoir la relation :

$$V_{B2} = \frac{U \times R_A}{R_{c1} + R_A + R_B}$$

d'où, après transformation :

$$R_A = \frac{V_{B2}\,(R_{c1} + R_B)}{(U - V_{B2})}$$

Retour sur le multivibrateur

Nous avons vu dans le précédent numéro qu'un générateur d'impulsions pouvait être facilement obtenu avec deux transistors. On s'imagine que l'on va recueillir des signaux bien droits sur les collecteurs de ce multivibrateur. En réalité, même en appliquant soigneusement les formules données, le montage ne mérite pas son nom de générateur de signaux carrés.

La distorsion est due au fait que la charge de C se fait à travers R_c. Autrement dit, le temps de montée de l'impulsion est ralenti par la constante de temps C R_c.

Pour bien faire, il faudrait que le produit C R_c soit de faible valeur. Mais la résistance R_c ne peut pas être trop réduite (I_c ne doit pas être trop fort), et si on diminue C, tout en voulant garder la même période, il faut augmenter R, et nous avons vu qu'il y avait une certaine limite à ne pas dépasser pour ce dernier. Une solution pour obtenir des signaux corrects est d'insérer un trigger de Schmitt à la suite du multivibrateur. On sera ainsi certain d'obtenir des signaux à flancs bien droits.

Etant donné certaines dissymétries de circuits, l'impulsion produite peut être rectangulaire et non carrée. Pour rétablir l'égalité des états « bloqué » et « passant » des transistors du multivibrateur et compenser la différence des deux seuils du trigger de Schmitt, un potentiomètre P_1 est introduit en série avec les résistances R du multivibrateur (fig. 5).

L'amplitude des signaux de ce générateur de tensions carrées est réglable par un potentiomètre. Celui-ci constitue la charge du transistor de sortie (également un BC 108) monté en collecteur commun.

On rencontre souvent des schémas de trigger de Schmitt comportant un condensateur de quelques centaines de picofarads aux bornes de la résistance R_B (comme nous l'avons fait apparaître sur la dernière figure). Ce condensateur n'est pas obligatoire pour le bon fonctionnement du circuit. Son but est d'accélérer le basculement, ce qui est un avantage pour les périodes courtes.

J.-B.P.

Réalisez UN TACHYMETRE IMPULSIOMETRE

L'AMATEUR de modèles réduits, et particulièrement l'aéromodéliste, a constamment le besoin de mesurer une vitesse de rotation : l'amateur d'avions apprécie beaucoup de connaître à quel régime tourne son moteur « Glow Plug », ce qui lui permet d'en fignoler les réglages et de déterminer avec soin le type d'hélice convenant le mieux. Le réalisateur d'un bimoteur doit régler avec exactitude le régime de ses deux moteurs pour un vol sans histoire : le compte-tours est quasi indispensable ! Le même problème se pose au pratiquant du vol électrique. Toutes ces raisons nous ont conduit à étudier un tachymètre (ou compte-tours) performant et le résultat de nos cogitations se trouve dans les lignes qui suivent !

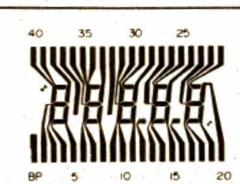
Nous voulions évidemment une mesure et un affichage digital à cristaux liquides. Pour la mesure, il existe deux possibilités :

– Un capteur analogique délivre une tension continue proportionnelle à la vitesse de rotation de l'hélice. Un voltmètre numérique mesure cette tension et affiche le résultat moyennant une conversion convenable. Ce premier procédé a l'avantage de la simplicité apparente mais est sensible aux dérives provoquées par les différences de température et par l'épuisement des piles de l'alimentation. Il exige un étalonnage et surtout n'est précis que si la courbe de conversion du capteur analogique est parfaitement linéaire.

– Un capteur numérique enregistre un à un tous les tours de l'hélice. Un compteur digital compte ces tours et affiche le résultat du comptage. Ce second procédé a le gros avantage d'une exactitude parfaite et de l'absence de tout étalonnage. C'est celui que nous avons adopté.

Par ailleurs, le fait de disposer d'un compteur digital permet d'envisager tous autres comptages. C'est pourquoi notre choix nous a permis d'inclure dans l'appareil décrit une fonction impulsiomètre. Il est ainsi possible au modéliste de mesurer avec exactitude les durées des diverses voies de son ensemble RC, de procéder à des calages précis. Il est également possible d'utiliser l'impulsiomètre dans des montages en développement, en en faisant un véritable appareil de mesure.

L'affichage LCD concilie, quant à lui, une très faible consommation et une parfaite visibilité en plein soleil, ce qui correspond bien au type d'utilisation « modéliste ».



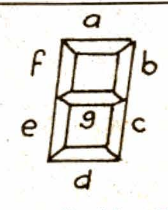


Fig. 1. – Brochage de l'afficheur à cristaux liquides Hamlin, type 3913, vue de face.

I – Etude théorique

Nous allons étudier successivement les trois parties de l'appareil, à savoir :
– le module comptage/affichage
– le module tachymètre
– le module impulsiomètre.

A. Module comptage/affichage

Le schéma de notre module est très simple (si simple que nous ne le donnons pas !). Du moins c'est l'impression que l'on a, lorsque l'on voit cela de l'extérieur ! Il s'agit en effet de deux composants complexes que l'on réunit par un certain nombre de liaisons électriques. Comme il n'est pas du tout dans nos intentions de faire de cet

article un traité d'électronique théorique, nous n'entrerons pas dans les détails et verrons les choses très superficiellement.

La première partie est l'afficheur LCD. La figure 1 vous donne les caractéristiques mécaniques et le brochage. Il s'agit, on le voit, d'un afficheur à 5 digits, donc pouvant afficher en principe un nombre inférieur ou égal à 99 999. Ce type d'afficheur LCD a le très grand avantage de consommer un courant absolument dérisoire. C'est celui qui est choisi pour les montres numériques actuelles. Chaque chiffre nécessite 7 segments au plus, soit 35 segments pour les 5 digits. Y ajouter les points décimaux possibles et l'électrode commune (back-plane) pour arriver aux 40 picots que comporte l'afficheur.

La seconde partie du module est un circuit intégré complexe. C'est le ICM7224 de INTERSIL. Ce circuit est un compteur décimal pouvant compter jusque 19999 au plus. On dit que c'est un « 4 digits 1/2 » ! Le 7224 est conçu, par ailleurs, pour être raccordé directement à un afficheur LCD. La figure 2 donne le brochage du 7224 et l'on peut constater que le circuit est encapsulé dans un boîtier DIL à 40 picots.

Les picots 2 à 26 sont les sorties de segments et de back-plane (BP). Ainsi le picot 7 est B_2, c'est-à-dire le segment B du deuxième digit (dizaines). Le picot 27 est celui du « 1 » du 1/2 digit. Il faut savoir que ce « 1 » est essentiellement un indicateur de dépassement et que ce chiffre apparaît dès que le compteur dépasse 9999, mais que cela peut indiquer aussi bien 19999 que 29999 ou que 59999 ! Certaines précautions de lecture doivent donc être prises. Les picots 37 à 40 sont aussi des sorties segments.

Les picots 28 à 36 sont, par contre, des broches de fonctionnement et il est bon de préciser l'usage des plus importants.

Tout d'abord signalons que les impulsions à compter sont introduites sur le picot 32 (Count) : toutefois ce comptage ne peut se faire que si la « porte » du compteur interne est ouverte. Pour cela il faut placer le picot 31 (Count inhibit) au niveau 1 (+ 5 V) : ce picot à 0 bloque le comptage.

Le résultat du comptage présent à la sortie du compteur ne passe à l'affichage que si l'on porte le picot 34 (Store) de 1 à 0, pendant un temps quelconque.

Enfin, il est possible de ramener le compteur à 0 en portant le picot 33 (Reset) au niveau 0. Un nouveau comptage peut alors se

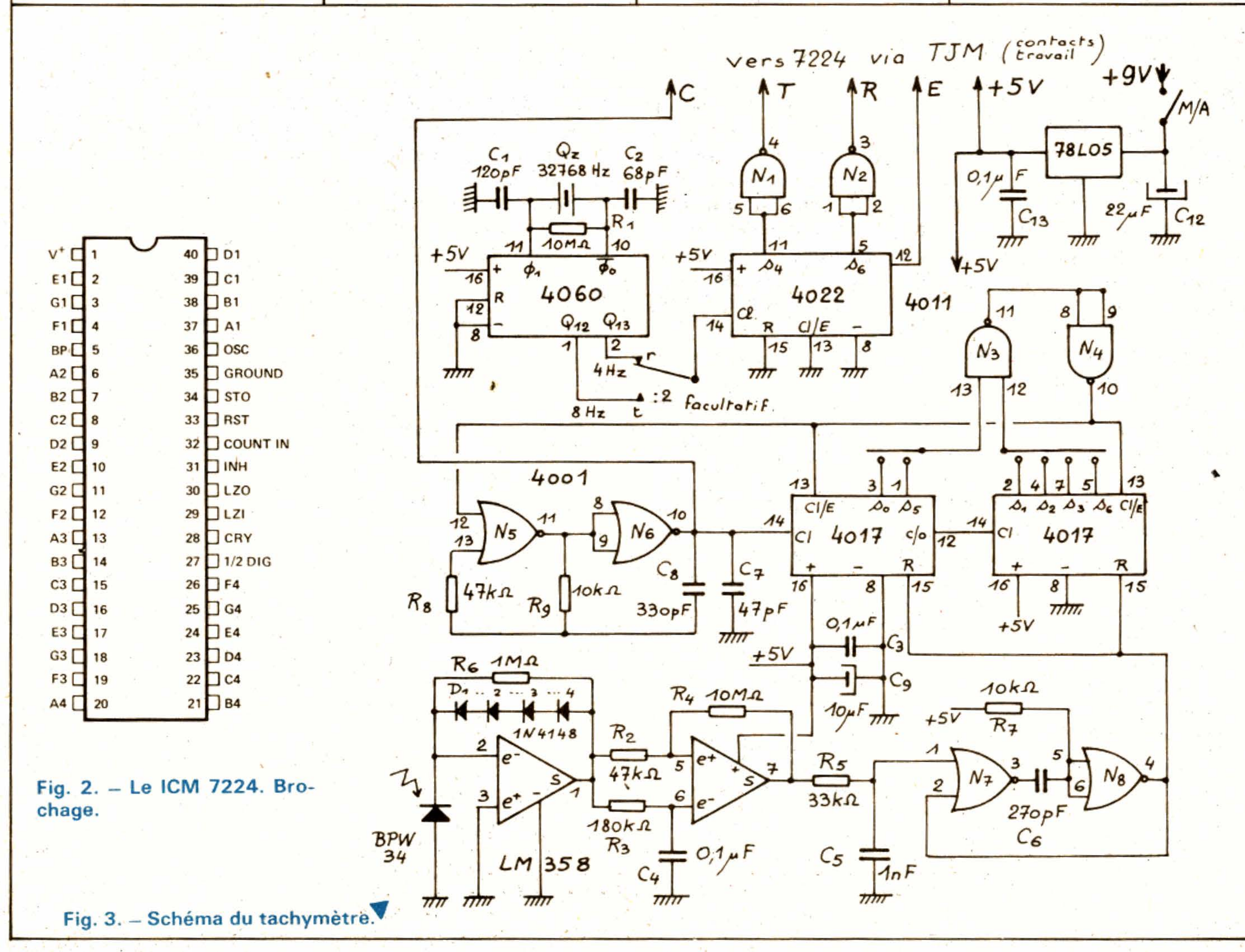


Fig. 2. – Le ICM 7224. Brochage.

Fig. 3. – Schéma du tachymètre.

faire si le picot est ramené à 1.

On pourra noter que l'entrée « Count/INH » est active avec un niveau 1, alors que les autres, « Store » et « Reset » le sont avec un niveau 0. L'utilisation du 7224 consiste donc à jouer sur ces trois commandes pour compter ce que l'on veut, au moment où on le veut. Terminons en signalant que le 7224 doit être alimenté en 5 V (+ en 1 et – en 35) qu'il consomme 10 μA environ et qu'il peut compter jusque 20 MHz !!

B. Module tachymètre

Se reporter à la figure 3.

1° Partie opto-électronique

L'élément capteur est une photodiode de Siemens, la BPW34. Cette diode est insérée dans le circuit de contre-réaction d'un ampli opérationnel (1/2 LM358) qui amplifie les variations de courant obtenues par les variations de lumière atteignant la photodiode. Ces variations amplifiées sont transmises à l'autre moitié du LM358 qui fonctionne en trigger. Pour cela les signaux sont appliqués directement sur l'entrée e+ et avec un retard, dû à la cellule 180 kΩ/0,1 μF à l'entrée e–. Le résultat pratique : les variations de lumière captées par la photodiode donnent en sortie du LM358 des signaux rectangulaires bien nets. Une cellule de filtrage RC débarrasse le signal de fines perturbations pouvant donner un fonctionnement erratique du compteur.

2° Partie logique

Le problème est le suivant : Le module de comptage à 7224 doit avoir une fenêtre de mesure de 1 seconde au plus pour une lecture agréable. Or, on le sait, les vitesses de rotation se donnent en « tours/minute ». Il faut faire une conversion des « T/s » en « T/mn ». Ce résultat est obtenu par une multiplication par 60 !

Par ailleurs, si l'on mesure la vitesse de rotation d'une hélice bipale, cas le plus fréquent, il y a deux tops par tour et le résultat affiché sans précaution est deux fois trop grand ! Il faut donc dans ce cas, faire une division par deux ! Soit finalement (n × 60) : 2 = n × 30, soit une multiplication par 30.

Il faut également prévoir le cas de la monopale (× 60), celui de la tripale (× 20) et celui de la quadripale (× 15). Pour effectuer ces multiplications nous utilisons un générateur de salves de 15, 20, 30 ou 60 impulsions pour chaque top issu du LM358, obtenues par un générateur d'impulsions oscillant à quelque 100 kHz et alimentant deux compteurs 4017 en cascade. Les états des sorties de ces décades sont testés par N_3.

Par exemple, si nous voulons compter par 15, nous sélectionnons la sortie « 5 » du premier compteur (unités) et la sortie « 1 » du

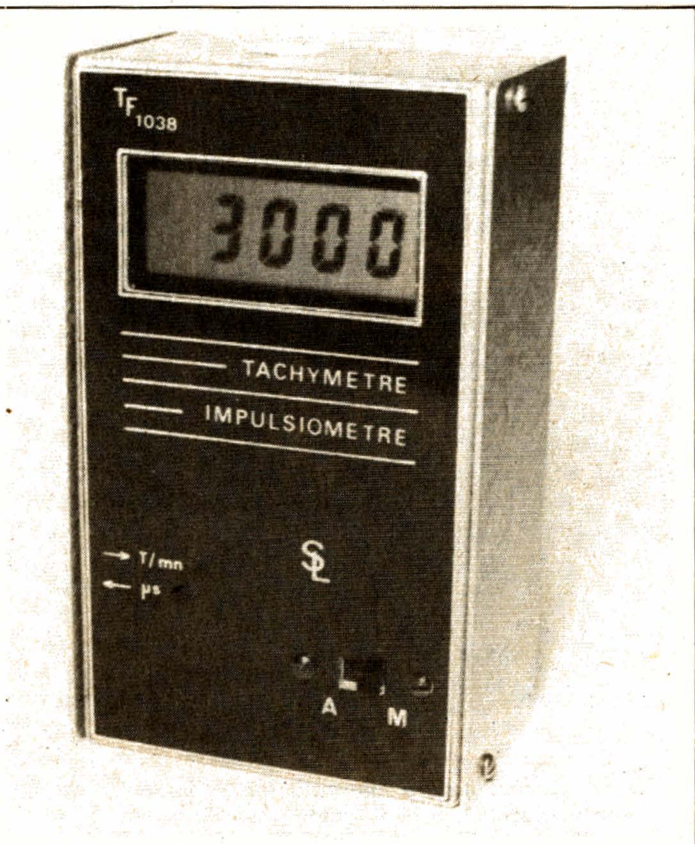


Photo A. – Le tachymètre terminé.

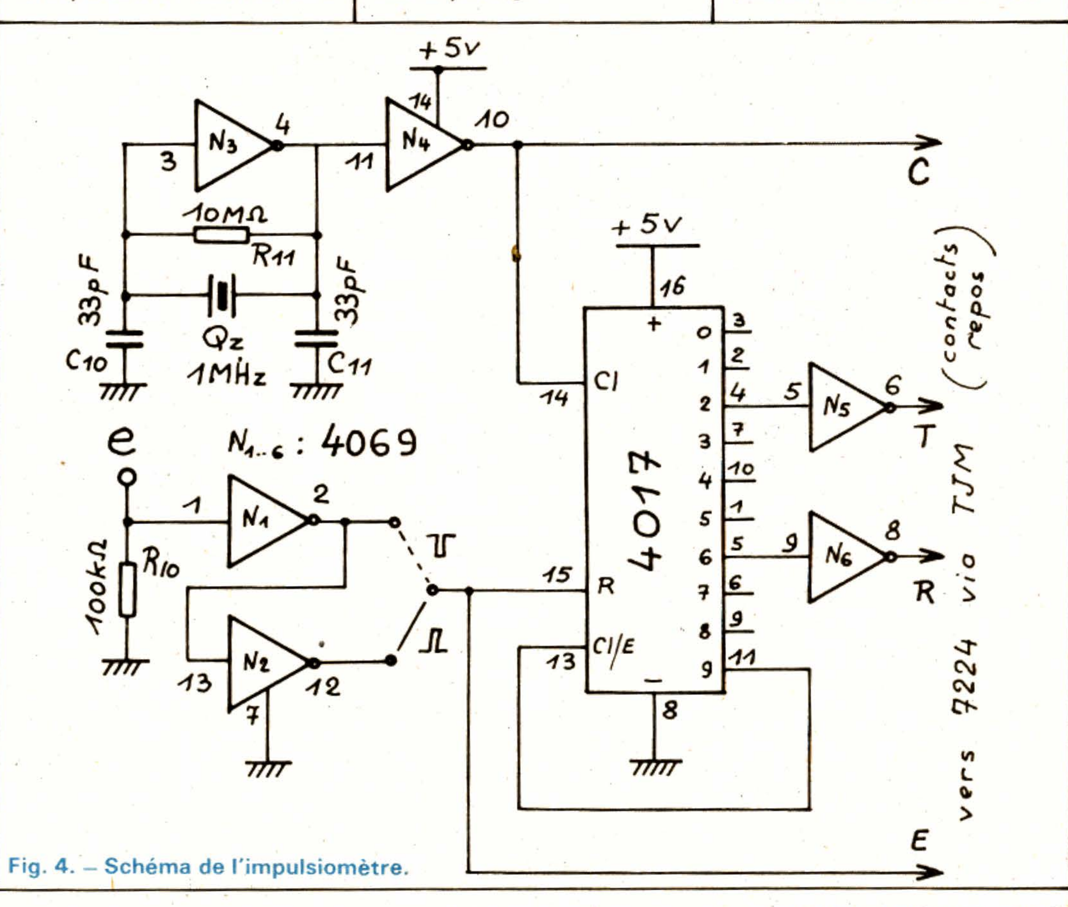


Fig. 4. – Schéma de l'impulsiomètre.

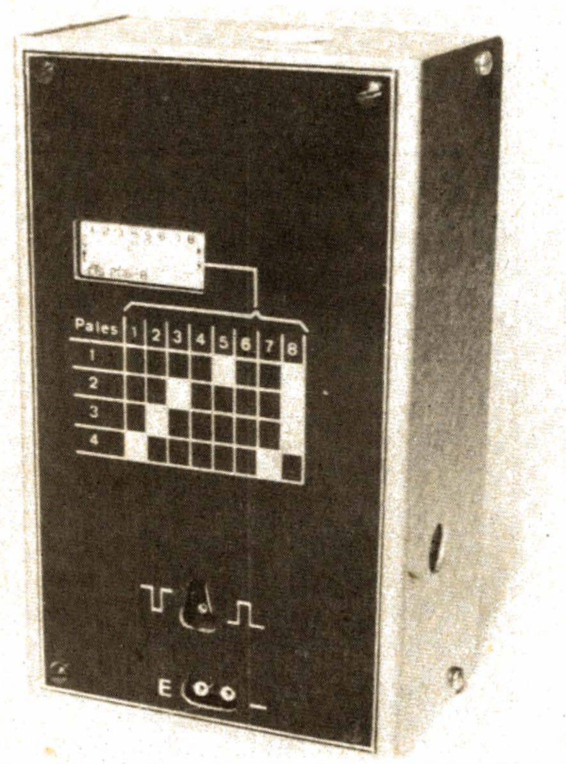


Photo B. – Vue arrière montrant les interrupteurs de programmation et les entrées de l'impulsiomètre.

second (dizaines). A la quinzième impulsion ces deux sorties sont à 1 et N_3 est active avec sa sortie à 0, N_4 inverse et donne 1 ce qui, d'une part, bloque les compteurs (par Clock-Enable) et d'autre part l'oscillateur par l'entrée 12 de N_5.

Le système reste ainsi bloqué jusqu'à ce que le LM358 via le monostable N_7/N_8 donne le top suivant, injecté finalement sur les entrées de remise à 0 des 4017. Le monostable qui génère des impulsions très fines de l'ordre de la microseconde est nécessaire pour laisser au compteur le maximum de temps disponible, dans le cas des vitesses de rotation élevées.

3° Partie Base de temps

Le comptage doit durer exactement une seconde pour une mesure précise. La génération de cette exacte fenêtre de comptage est laissée à un 4060, contenant un oscillateur et 14 étages de division par 2. L'oscillateur oscille à 32 768 Hz, à l'aide d'un quartz subminiature, type horloger. La précision et la stabilité sont grandes. Aucun ajustement n'est nécessaire. Nous recueillons sur la sortie Q_{13} un signal carré de fréquence 4 Hz. Ce signal est ensuite divisé par 8 par le 4022 qui délivre ainsi un créneau de 1/2 Hz, comportant donc un palier positif et un palier négatif durant exactement 1 seconde. C'est le palier positif, qui appliqué à l'entrée « E » du 7224 ouvrira la porte de comptage. Par ailleurs les sorties s_4 et s_6 du même 4022 nous fournissent les signaux « T » et « R » nécessaires au bon fonctionnement du 7224.

C. Module impulsiomètre

Se reporter au schéma de principe, figure 4. Deux boîtiers C.MOS suffisent. Un 4069 et un 4017 peu coûteux ! Au départ du système, un oscillateur à quartz 1 MHz donnant des impulsions toutes les microsecondes. Cet oscillateur attaque l'entrée « Count » du 7224 du module d'affichage. Il active également l'entrée comptage de la décade 4017 (Clock).

L'impulsion positive à mesurer est entrée en e et se retrouve dans le même sens en sortie de N_2. Comme N_2 est reliée à l'entrée « E » du 7224, ce dernier ne peut compter les microsecondes que pendant la durée de l'impulsion à mesurer. Le résultat de ce comptage est la durée de l'impulsion en microsecondes, mais il faut encore faire passer le nombre obtenu à l'affichage. C'est ici qu'intervient le 4017.

On notera que, pendant le palier positif de l'impulsion, la décade 4017 est bloquée à 0 par la sortie de N_2. Elle ne peut donc pas compter. Par contre, à la fin de ce palier le 4017 démarre et ses sorties passent successivement à 1, à chaque microseconde. C'est ainsi que la sortie « 2 » active d'abord « T » du 7224 et fait passer le résultat à l'affichage, puis que la sortie « 6 » active R et remet le compteur interne du 7224 à 0, pour un nouveau comptage. Enfin la sortie « 9 » passe à 1 et reliée à « Clock-Enable » du 4017, le bloque dans cet état. C'est l'impulsion suivante à mesurer qui remettra la décade à 0, préparant ainsi les fonctions du comptage suivant. La mesure est donc répétitive. On constatera à l'usage que la dernière mesure faite, l'affichage reste au dernier résultat. C'est normal, le système n'assurant pas sa propre remise à 0, celle-ci étant, nous venons de l'expliquer, assurée par l'impulsion à mesurer elle-même.

Le minimum mesurable est évidemment de 1 μs. Toutefois, la mesure d'une impulsion ne peut se faire que si le 4017 réussit à accomplir son cycle, les sorties 1 à 9 devant passer à 1. Or cela demande 10 μs. C'est donc le temps minimum de séparation entre les impulsions qu'il faut impérativement avoir, pour que le système fonctionne. Cette restriction est sans conséquence dans le cadre des mesures prévues : dans tous les systèmes RC, la récurrence des impulsions étant au pire de quelques millisecondes !

Signalons la possibilité de mesurer des impulsions négatives avec une commutation au niveau des sorties de N_1 et N_2.

D. L'alimentation

La consommation du montage complet est faible : de l'ordre de 1 mA. On peut donc utiliser une source de très faible capacité. Toutefois avec les piles, il est difficile d'obtenir les 5 V typiques demandés par le montage. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi une pile de 9 V, miniature, très courante, associée à un régulateur intégré 78L05 qui ramène cette tension excessive aux 5 V réglementaires. Un revers à la médaille, le régulateur consomme à lui seul 4 mA !! Ceci porte donc à 5 mA la consommation globale. C'est encore très faible. Comme par ailleurs le tachymètre est d'un emploi tout de même très épisodique, la pile de 9 V risque plus de périr de vieillesse que par le débit imposé. A moins que vous n'oubliiez d'arrêter l'appareil.

II – Réalisation

1. Liste des composants

a) Module comptage : affichage

1 afficheur HAMLIN type 3913
1 ICM7224 IPL
1 support DIL, 40 broches, type « tulipe »

b) Module tachymètre

1 LM358
1 4001
1 4011
2 4017
1 4022
1 4060
4 1N4148
1 BPW34
Résistances 1/4 W 5 %
R_7, R_9 : 10 kΩ
R_5 : 33 kΩ
R_2, R_8 : 47 kΩ
R_3 : 180 kΩ
R_6 : 1 MΩ
R_1, R_4 : 10 MΩ
Condensateurs (pas de 5)
C_7 : 47 pF cér.
C_2 : 68 pF cér.
C_1 : 120 pF cér.
C_6 : 270 pF cér.
C_8 : 330 pF cér.
C_5 : 1 nF cér.
C_3, C_4 : 0,1 μF cér.
C_9 : 10 μF perle tant.
1 quartz 32 768 Hz subminiature
1 bloc de 8 inters DIL
16 petits rivets cuivre réf. XC38 MFOM
1 inverseur à poussoir facultatif (voir plus loin)
Supports DIL facultatifs (mais conseillés pour débutants)
1 tube de laiton Ø ext. 2,5 mm pour entretoises

c) Module impulsiomètre

1 4069
1 4017
R_{10} : 100 kΩ 1/4 W 5 %
R_{11} : 10 MΩ 1/4 W 5 %
C_{10}, C_{11} : 33 pF cér.
1 quartz 1 MHz
2 supports DIL, 14 et 16 broches
1 inverseur à touche JEAN-RENAUD, TJM à 4 inverseurs
Bouton rond gris
2 douilles Comatel réf. 23 00 032
3 contacts « Tulipe »

d) Alimentation

1 78L05
C_{13} : 0,1 μF cér./5
C_{12} : 22 μF cér./16 V
1 interrupteur 5 1M
1 pile 9 V miniature si possible alcaline
1 connecteur pour pile 9 V

e) Divers

1 jeu de circuits imprimés
Visserie
Fil de câblage
Boîtier spécial.

2. Les circuits imprimés

– **Module d'affichage.** Voir figures 5 et 6. C'est un double face, époxy de 15/10, très difficile à réaliser à la main. Possible par reports directs de symboles genre Mecanorma. Disponible, comme tous les autres composants de cet appareil, chez Selectronic, 11, rue de la Clef, 59800 LILLE.

Tous les perçages à 8/10. Agrandir les trous d'angles à 15/10. Ne pas percer les pastilles prévues pour les liaisons.

– **Circuit principal.** Voir figure 7. Simple face, époxy de 15/10. Il regroupe les composants du tachymètre et de l'impulsiomètre. Les deux fonctions sont choisies à l'aide d'un commutateur à touche, 4 circuits. Si l'impulsiomètre ne vous intéresse pas, il vous est parfaitement possible de supprimer la partie inférieure destinée à ce montage.

Percer tous les trous à 8/10, puis agrandir à 25/10 les trous d'angles, à 13/10 les trous des interrupteurs DIL ainsi que ceux de l'entrée impulsio-

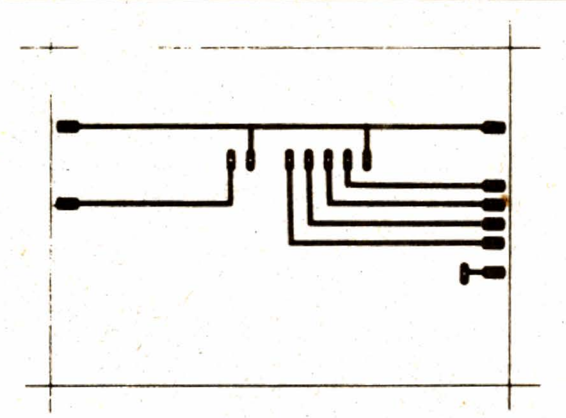


Fig. 5. – C.I. le l'afficheur LCD, recto.

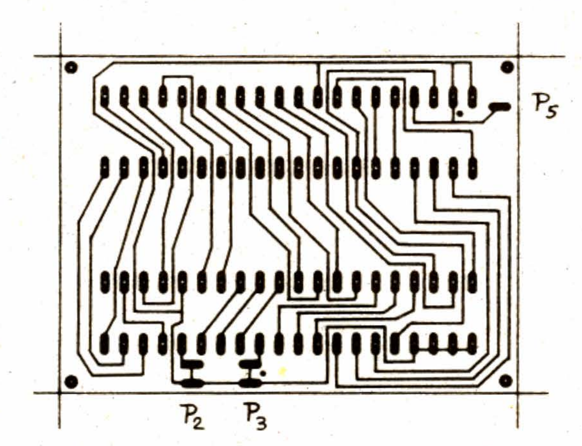


Fig. 6. – C.I. de l'afficheur LCD, verso.

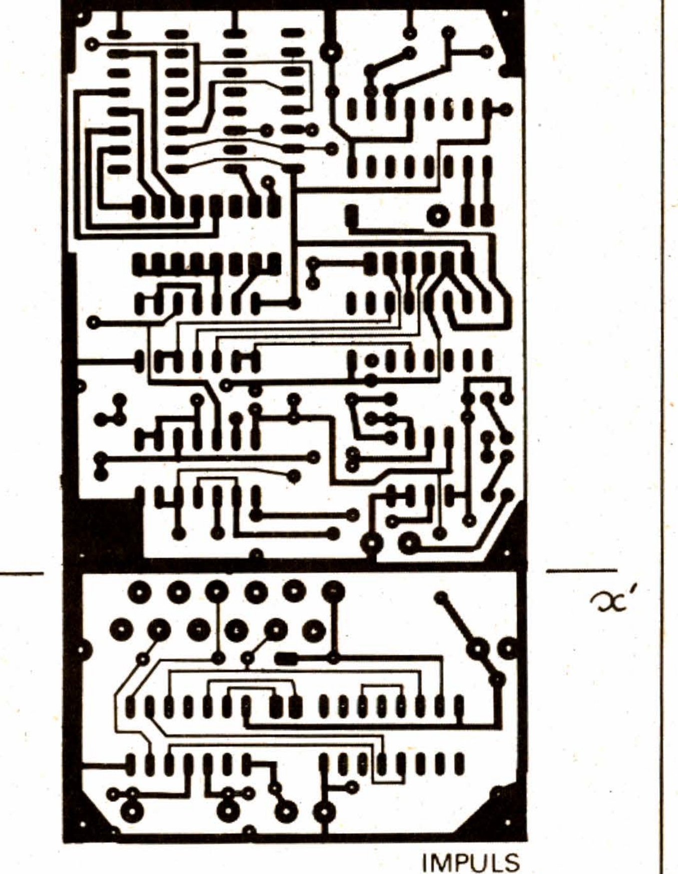


Fig. 7. – C.I. du tachymètre et impulsiomètre.

mètre, à 10/10 les trous du commutateur à touche.

– **Alimentation.** Petit simple face dont la figure 8 donne le tracé. Ce circuit est soudé sur l'interrupteur S 1M, ce dernier fixé dans le boîtier à l'aide de ses pattes, avec vis de 2 mm.

3. Le boîtier (fig. 9)

Nous donnons les dimensions du boîtier que nous avons réalisé pour notre prototype. Fabrication en alu de 8/10 ou 10/10. Bien sûr on pourra utiliser un boîtier tout à fait disponible dans la mesure où il est compatible. Attention en particulier à la largeur (cote 65 mm) car vous risquez un problème avec la sortie de la touche du commutateur.

Nous avons peint le boîtier en gris martelé, puis collé des décors traités en Scotchcal, pour une esthétique satisfaisante. Voir photos.

4. Montage

a) Du module d'affichage (fig. 10 et 11)

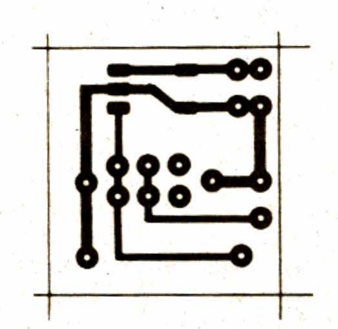
Commencer par la pose du support DIL. Le modèle « tulipe » préconisé permet de faire la majorité des soudures, côté support, avec un fer à pointe fine. Quelques picots sont à souder de l'autre côté. Une fois le support soudé, embrocher et déposer à plusieurs reprises le 7224 pour « roder » les mini-connecteurs (voir plus loin).

Poser l'afficheur LCD, de l'autre côté du CI. Attention, cette pièce est en verre et le verre... ça casse ! Donc, éviter de le faire tomber. Mais aussi éviter toute torsion provoquant des fêlures irrémédiables.

Avec des brucelles, ramener les picots, un à un, à l'écartement correct pour une pose dans les trous du CI. Les picots dépasseront de 1 mm au plus, côté soudures. Souder soigneusement ces 40 picots.

A partir de ce moment, il ne faut plus soumettre le CI à la moindre torsion, à la moindre contrainte mécanique. Souder les fils + 5 V, – 5 V, ainsi que les fils de commande C, R, T et E. Respecter le code des couleurs indiqué.

Embrocher lentement et délicatement le 7224, sans


Fig. 8. – C.I. de l'alimentation.

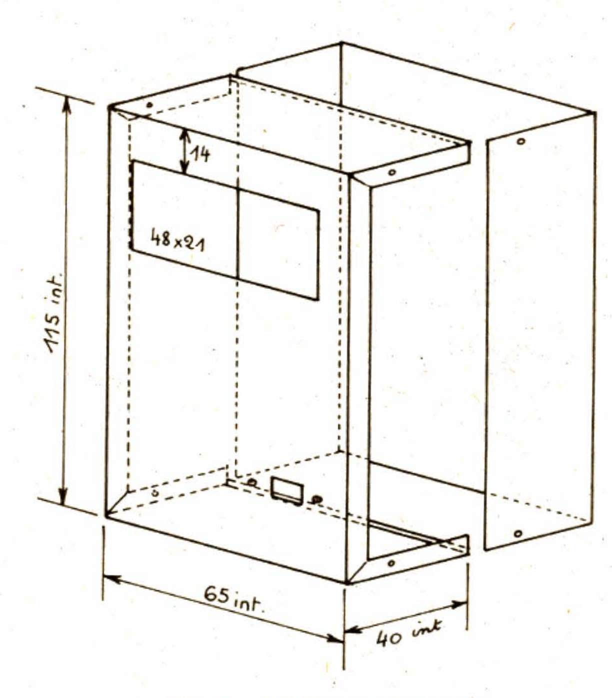


Fig. 9. – Boîtier en alu 10/10.

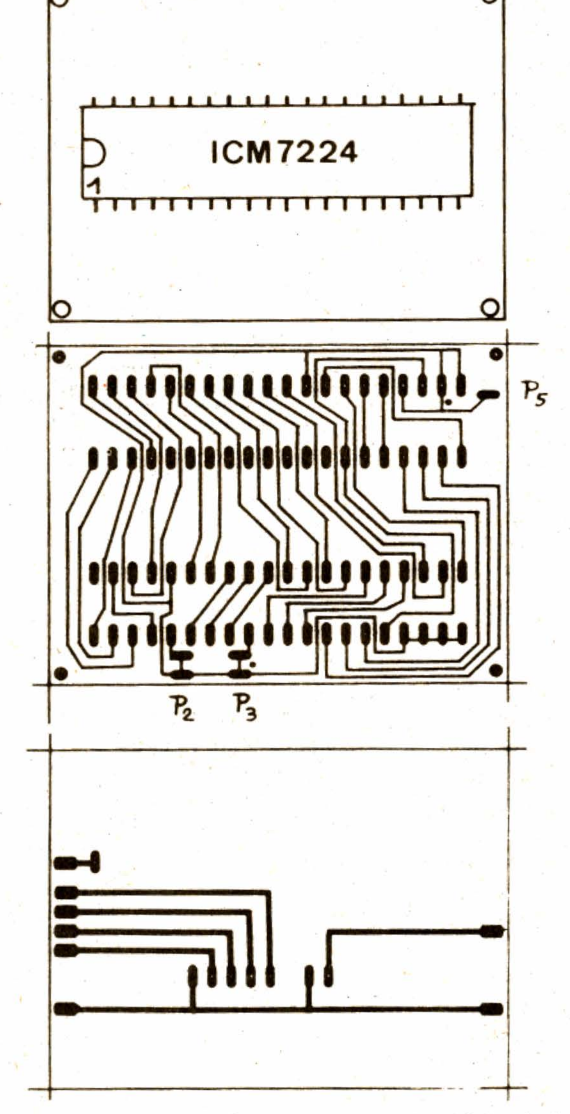


Fig. 10. – Pose du ICM 7224 (N.B. : Aucun point décimal n'est utilisé).

appuyer sur l'afficheur. Le support DIL tulipe permet d'effectuer cet enfoncement en utilisant deux pinces, une à chaque extrémité du 7224, serrant en même temps le support et le circuit intégré. Le risque est alors nul pour l'afficheur. Cette mise en place finale du 7224 est la seule opération délicate de la réalisation. Une dépose du 7224 doit se faire en utilisant un petit levier introduit entre le circuit intégré et son support, alternativement aux deux extrémités.

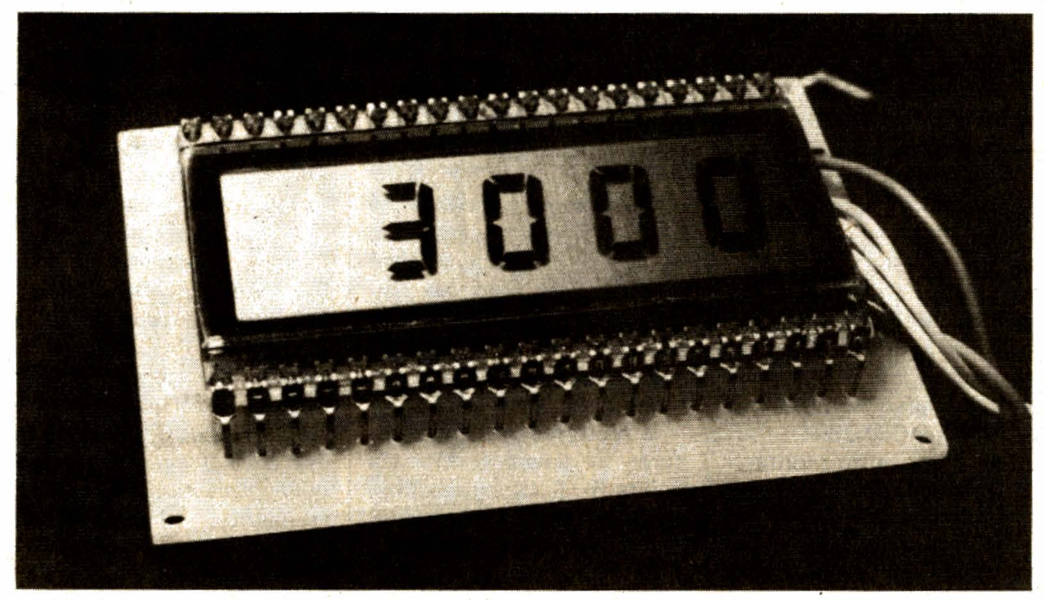


Photo C. – Vue du module d'affichage terminé. Plus l'afficheur est éclairé et plus les segments sont visibles.

Essai du module

Cet essai se fait à l'aide d'un petit montage auxiliaire dont la figure 12 donne le schéma. Il s'agit d'un oscillateur délivrant une fréquence de l'ordre du hertz et de clés de commande des entrées de fonction.

L'alimentation se fait avec la même source que le module et cela peut être une simple pile de lampe de poche donnant 4,5 V. C'est suffisant. Attention à la polarité et se rappeler qu'une erreur à ce niveau entraîne presque infailliblement le claquage du 7224.

Le module et le montage de test étant reliés, mettre sous tension en faisant : « a » ouvert, « b » fermé et « c » fermé. Dans ces conditions l'affichage doit marquer « 0000 ».

Ouvrir « c », le comptage démarre.

Ouvrir « b », le comptage s'arrête. Refermer « b ». Le comptage saute au nombre que le compteur aurait marqué sans l'action sur « b ».

Fermer « a ». Le comptage s'arrête. Ouvrir « a ». Le comptage redémarre à l'unité suivante.

Tout est correct. Très bien, c'est fini pour le moment.

b) Du tachymètre/impulsiomètre

Se reporter à la figure 13. Le CI est supposé prêt, trous percés. Le boîtier a été préparé à l'aide de ce CI. La fixation du circuit principal se fait à l'aide d'entretoises taraudées. Couper ces entretoises dans le tube laiton de 25/10. Longueur 9,5 mm. Les placer et souder aux quatre angles pour avoir 8 mm sous la plaquette imprimée. Tarauder à 2 mm. Vérifier que la pose se fait correctement dans le fond du boîtier.

Passer à la pose des composants en commençant par les straps. Utiliser du petit fil isolé rigide. Ne pas oublier celui qui se trouve en pointillé sous un 4017.

Placer maintenant les rivets tubulaires, simplement engagés dans les trous de 13/10, tête côté composants. Dans ces conditions le tube dépasse légèrement côté cuivre. Les souder soigneusement en veillant à ne pas boucher les trous. Avec un cutter sectionner les têtes, côté composants, au ras de l'époxy.

Mettre en place le bloc d'interrupteurs DIL, côté cuivre, dans le bon sens (fermés = « on », vers le

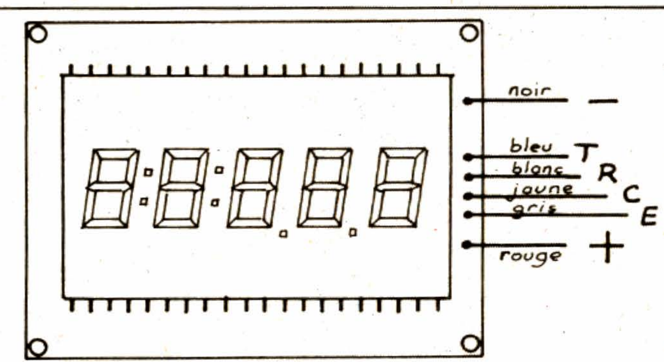


Fig. 11. – Pose de l'afficheur et liaisons.

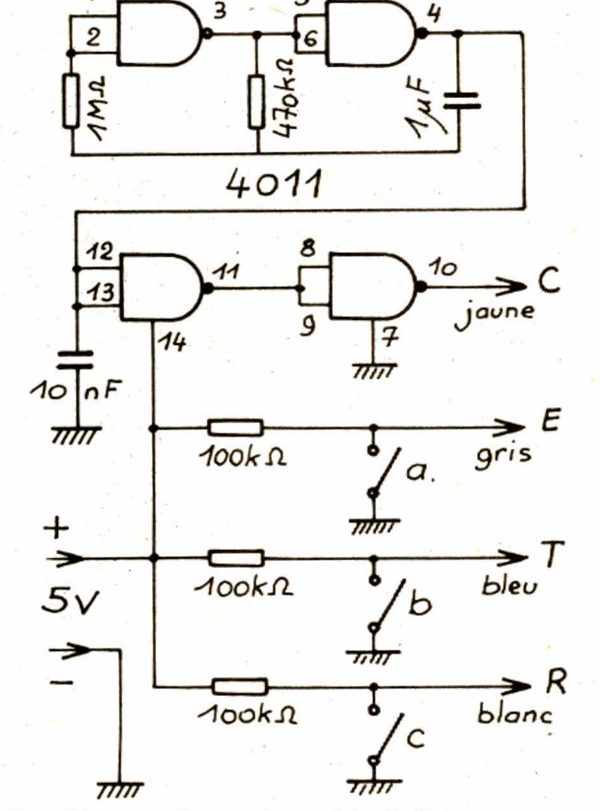


Fig. 12. – Montage de test du module d'affichage.

haut). Avec un fer à souder à pointe fine, souder les picots, côté composants, aux rivets qu'ils traversent. En soudant rapidement, il n'y a aucun problème.

Placer éventuellement tous les supports DIL. Puis monter tous les composants passifs. Terminer par la pose des C.MOS.

Dans le cas du montage de l'impulsiomètre, souder le commutateur à touche, en association avec le fond du boîtier, de manière à ce que la touche soit bien centrée dans son trou de passage. Les deux types de douilles sont soudées, côté cuivre. Les 33 pF et la 10 MΩ sont aussi du côté cuivre.

Rappelons la nécessité des deux petits straps du 4069. Les placer, côté composants, sous le support DIL, soudés en même temps que lui. On distingue les straps en pointillé sur la figure.

Il reste maintenant à assurer la liaison entre les points R, T, C, E du tachymètre et les points correspondants du commutateur TJM. Ces fils se placent côté cuivre.

Mise en service

Une vérification minutieuse est de rigueur. Par ailleurs il vous reste encore à monter le petit circuit de l'alimentation. A moins que vos premiers essais ne se fassent avec une source 5 V extérieure. Dans le premier cas se reporter à la figure 14. Procéder à la réunion des trois modules : + 5 V, – 5 V et les quatre fils R, T, E et C. Brancher la pile de 9 V avec les classiques précautions relatives à la polarité.

Commuter l'appareil en tachymètre. Placer les inters DIL sur « 30 » (bipale). Voir à ce sujet la figure 15, dans laquelle une case noire indique un interrupteur fermé, c'est-à-dire poussé vers le haut, les autres étant en bas.

Mettre sous tension, à la lumière solaire. L'affichage doit marquer 0000. Se placer ensuite sous une lampe ou tube néon secteur. L'affichage doit marquer 3000. Si ce résultat est obtenu ; l'affaire est classée. On en profitera pour remarquer que l'affichage n'est pas à 1 point près, mais à 30 points près, dans le mode choisi : l'affichage passe donc parfois à 2970 ou à 3030 !

Cet inconvénient mineur est contrebalancé par l'énorme avantage de l'absence totale d'étalonnage à

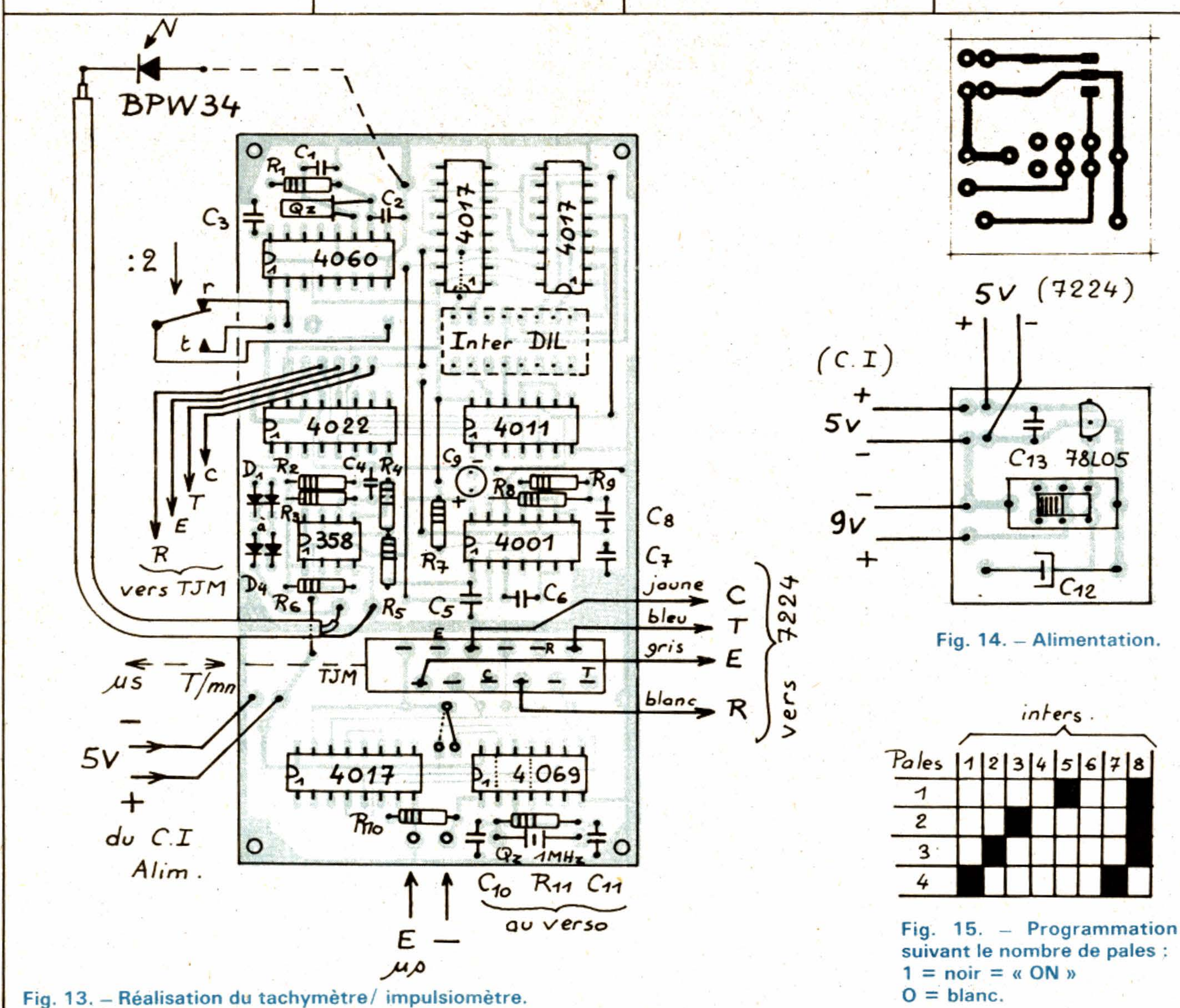


Fig. 13. – Réalisation du tachymètre/ impulsiomètre.

Fig. 14. – Alimentation.

Fig. 15. – Programmation suivant le nombre de pales :
1 = noir = « ON »
0 = blanc.

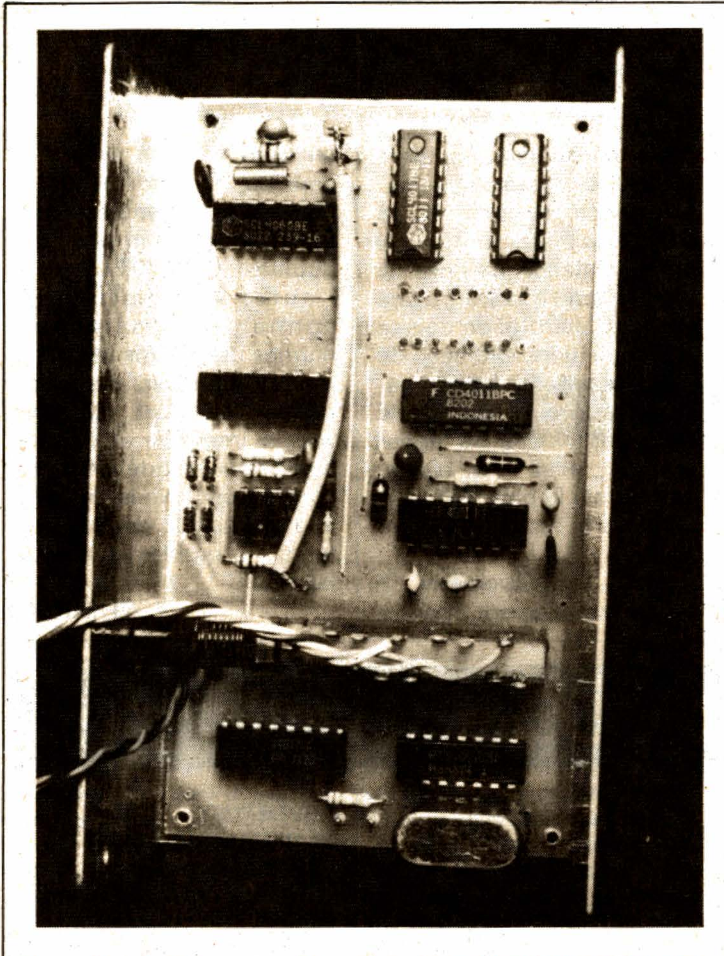
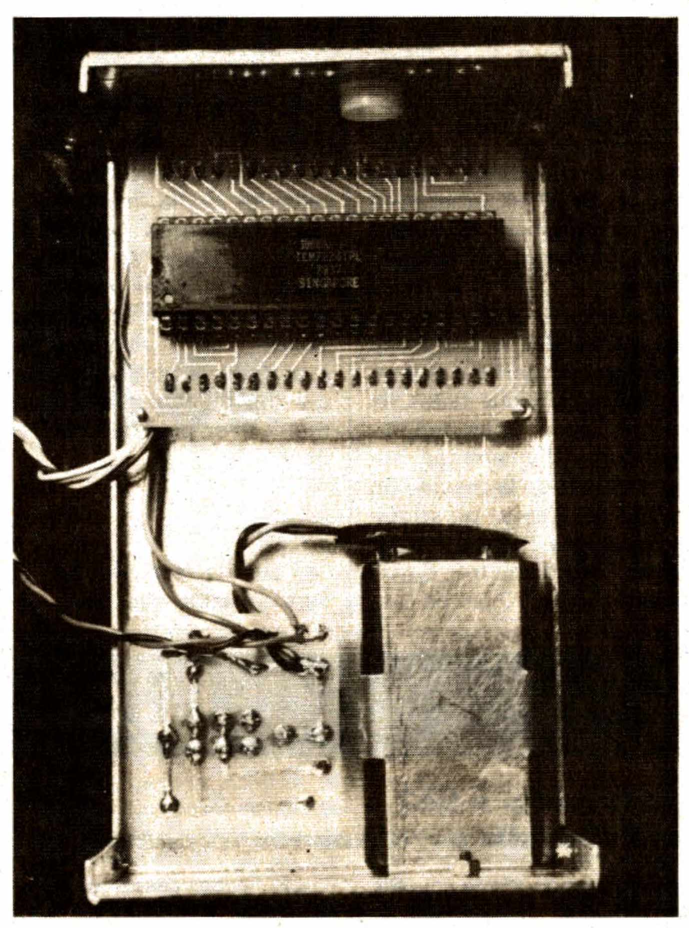



Photo D. – Intérieur, partie arrière. Le tachymètre en haut et l'impulsiomètre en bas.


Photo E. – Intérieur, partie avant. Remarquer le module d'affichage en haut et, en bas, le petit C.I. d'alimentation, à côté de la pile 9 V, tenue par un étrier métallique.

faire et de la parfaite tenue de la précision en toutes conditions !

En se reportant à l'étude du 7224 (début d'article), on se rappellera que la capacité de ce compteur est de 19999. Mais le « 1 » est surtout un indicateur de dépassement. Si on dépasse les 19999, les 4 derniers chiffres changent mais le « 1 » reste. Ainsi « 20476 » est affiché « 10476 », ce qui peut évidemment induire l'utilisateur en erreur. Admettons que rares sont les moteurs qui dépassent les 20 000 tr/mn ! Toutefois pour pallier ce défaut, nous avons prévu dans le schéma de la figure 3, un inverseur permettant de doubler la capacité de comptage par une division par 2. En appuyant sur le poussoir correspondant l'affichage est divisé par 2. Dans le cas précédent les 20 476 tr/mn donneraient donc 10 238 tr/mn ce qui permet de lever le doute et de ne pas faire la confusion avec 10 476 tr/mn lesquels donneraient 5 238 tr/mn, avec action sur le poussoir.

Ne possédant pas dans notre arsenal le super-moteur dépassant les 20 000 tr/mn, nous n'avons pas monté cet inverseur et l'avons remplacé par un simple strap sur le CI (voir photo D).

Pour l'impulsiomètre, il suffit de raccorder l'entrée E et la borne de masse (–) au générateur d'impulsions. Dans tous les cas, la borne « – » doit être reliée au négatif du générateur, l'autre fil prélevant l'impulsion elle-même, qu'elle soit positive ou négative. Le choix de la polarité de mesure se faisant à l'aide du cavalier commutateur prévu. Comme les systèmes RC à impulsions de voies négatives sont très rares, il y a fort à parier que vous ne commuterez pas souvent ce cavalier. Attention, l'impulsion à mesurer doit être de 5 Vcc environ, mais c'est justement le cas des impulsions de voies issues soit d'un récepteur RC alimenté sous 4,8 V, soit d'un servo-test alimenté sous la même tension. Si l'on voulait mesurer des impulsions d'amplitude supérieure, il faudrait monter un intermédiaire diviseur de tension à résistances.

5. Mise en boîtier

Le module d'affichage se trouve dans la partie avant, maintenu par 4 boulons de 15/10. A la vérité, nous vous conseillons de laisser une certaine souplesse à cette fixation, toujours par crainte d'un bris de l'afficheur par contrainte mécanique.

Le petit circuit de l'alimentation et ses composants (voir fig. 14) est fixé par l'interrupteur lui-même à l'aide de vis de 2 mm.

La pile de 9 V est disposée verticalement, contre la face avant, à côté de ce petit circuit (voir photo E) où l'on distingue la petite ferrure, maintenant la pile.

Le circuit principal est dans le fond du boîtier. La liaison entre les deux parties se fait par cordon de petit fil souple. Nous n'avons pas monté de connecteur mais rien ne s'y oppose.

La photodiode « voit » la lumière à travers un trou de 8 à 10 mm ménagé dans la partie supérieure du boîtier. Elle est simplement maintenue par sa connexion de masse et reliée à l'entrée du système par un petit fil blindé, condition indispensable pour un bon fonctionnement, boîtier fermé.

Si vous avez un doute sur le sens de branchement de la BPW34, testez-la tout simplement à l'ohmmètre comme une vulgaire diode.

Le trou de « lumière » a été garni pour le prototype d'une pièce de passage en plastique. Si vous faites de même, nous vous recommandons d'y emmancher au moment de la mesure un tube de gaine plastique noire, genre thermo-rétractable, de diamètre 8 mm environ et de 10 cm de longueur. Cette gaine canalise la lumière et améliore la directivité de la mesure. Si par maladresse vous touchez les pales en rotation avec cette gaine fort souple, elle sera tout au plus coupée, sans risque pour l'appareil et son utilisateur qui devra manier le tachymètre avec plus de circonspection.

6. Utilisation

Pour le tachymètre, il suffit d'approcher le capteur de lumière, préparé comme ci-dessus, de l'hélice en rotation, 15 à 20 cm constituant une bonne distance. La prise de lumière qui se fait à travers les pales en rotation doit se situer au tiers extérieur de ces pales. Attendre une seconde et lire le nombre de tours par minute. Se rappeler que, avec une bipale, cas de loin le plus fréquent, la mesure est à 30 tours près.

Pour l'impulsiomètre, il faudra simplement monter un petit câble à deux fils pour le raccordement. A l'une des extrémités, des broches de 1 mm pour les douilles COMATEL et à l'autre extrémité, un connecteur mâle aux normes des servos utilisés.

Pour terminer, nous espérons que cet appareil vous a intéressé et que de nombreux modélistes le construiront. Nous restons à la disposition des réalisateurs « à problèmes » pour les aider.

F. THOBOIS

Bloc-notes

L'autoradio « 942 » : une nouvelle performance française

Un autoradio d'une nouvelle génération et du plus haut de la gamme, le « 942 » a été développé et sort maintenant du centre industriel de La Radiotechnique à Rambouillet. Cet appareil équipe, sous la marque Philips, la nouvelle Renault 11 « Electronic ». Il s'agit de l'un des ensembles autoradio les plus performants qui se fasse en Europe et qui peut rivaliser avec la concurrence de tous les horizons.

A la pointe de la technique, le « 942 » incorpore microprocesseurs, circuits intégrés, mémoire permanente, composants subminiatures... pour ne citer que les innovations les plus marquantes.

Pour l'usager, il s'agit d'un équipement qui allie à la fois la précision des réglages, la facilité d'accès des commandes et une véritable « audition de concert ».

Au-delà des présélections habituelles, le tuner synthétiseur stéréo est doté du système « MCC », une exclusivté Philips. Ce mode de programmation commande automatiquement le passage sur des longueurs d'ondes successives permettant l'écoute continue d'une émission FM au cours d'un long trajet.

La bande passante s'étageant de 30 à 20 000 Hz et ses 4 amplis donnent à cet équipement une qualité Haute-Fidélité remarquablement servie par une puissance de 4 fois 20 W et l'utilisation de 6 haut-parleurs.

Le lecteur de cassettes est doté du système « autoreverse », ou à inversion du sens de défilement, qui permet la lecture en marche avant et en marche arrière de la cassette, sans avoir à la retourner à la main.

L'affichage numérique des fréquences rend extrêmement facile et précise la recherche des stations, en particulier des radios locales.

Afin d'épargner au conducteur toute distraction visuelle, l'ensemble des commandes de l'appareil est reporté sur un « satellite » logé immédiatement dans le champ de son regard et à portée de sa main.



Une opératrice du centre industriel Autoradio de La Radiotechnique, à Rambouillet, effectuant les derniers contrôles de qualité acoustique (photo RTC).

OUVERTURE DE DEUX NOUVEAUX CENTRES MICRO-INFORMATIQUE A LYON ET A MARSEILLE

Après l'ouverture de son showroom à Paris – 22, avenue Hoche – Valric-Laurène, nouvelle société de diffusion en micro-informatique individuelle, annonce celle de deux nouveaux centres de vente et de démonstration à Lyon et à Marseille.

Cette société, dont la vocation est de diffuser largement des appareils offrant un rapport performances/ prix très attractif, arrive donc à Lyon et à Marseille avec, dans ses bagages, 4 « petits monstres » de la micro-informatique : le fameux Sinclair ZX-81, leader mondial, le Sinclair ZX Spectrum, le Jupiter Ace, « le plus forth » et le grand dernier, le Multitech MPF II.

De plus, Valric-Laurène met à la disposition de ses visiteurs des équipes compétentes et disponibles qui favoriseront leur initiation ou leur perfectionnement sur l'ensemble des matériels proposés.

Lyon : 10, quai Tilsitt, 69002 (métro Bellecourt)

Marseille : 5, rue Saint-Saëns, 13001 (métro Vieux-Port).

Réalisez votre ordinateur individuel

la carte ipt 09

APRES avoir vu, dans notre précédent numéro, le principe et le schéma théorique de la carte IPT09, nous allons aujourd'hui passer à sa réalisation. Nous terminerons ensuite cet article par une présentation du VIA susceptible d'être utilisé sur cette carte car, si le PIA vous est connu grâce à la lecture de notre série d'initiation à la micro-informatique et s'il va en être de même pour le timer 6840 grâce à la même série, le VIA n'a jamais été présenté dans les colonnes de cette revue. Une bonne connaissance de ce circuit est pourtant très utile si l'on veut pouvoir exploiter cette carte IPT09 de façon intéressante car les possibilités du VIA sont innombrables.

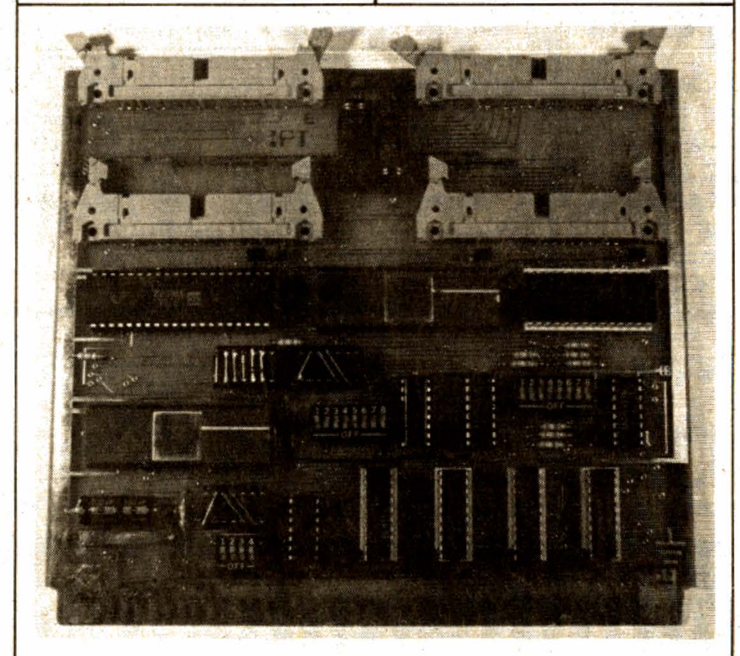
Le circuit imprimé

Comme pour toutes les autres cartes de cette réalisation, le circuit imprimé est un modèle double face étamé, connecteurs dorés et à trous métallisés. Il est disponible chez FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis. Le dessin des deux faces de celui-ci est indiqué à l'échelle 1 en figures 1 et 2. A ce propos, nous souhaitons ouvrir une parenthèse ; certaines personnes nous ont reproché de gaspiller de la place en publiant en vraie grandeur les plans des CI, alors que vous êtes peu nombreux à les réaliser vous-mêmes. Nous avons essayé une fois (cas de la carte IVG09) de ne pas publier ceux-ci et nous avons reçu une avalanche de demandes des photocopies des films non publiés. Vous êtes en effet, très nombreux à vous servir de ces dessins à des fins de vérification lors du montage des cartes et c'est pour cette raison que nous continuons leur présentation dans ces pages.

La figure 3, quant à elle, représente le plan d'implantation de la carte qui est relativement simple, vu le faible nombre de composants utilisés.

Le montage est à faire dans un ordre qui vous est désormais connu : mise en place des supports et des connecteurs, montage des condensateurs et des résistances et enfin soudure des circuits intégrés, si vous n'utilisez pas de supports pour certains d'entre eux.

Les résistances utilisées sur cette carte peuvent être indifféremment des 4,7 kΩ ou des 3,9 kΩ vu leurs fonctions. Les condensateurs chimiques de découplage peuvent être des 100 µF / 15 V (ce que nous avons marqué dans la nomenclature) mais une valeur supérieure n'est pas gênante et l'on peut voir sur la photo de notre carte des 220 µF / 25 V sur le + et – 12 V. Ainsi que nous l'avons dit le mois dernier lors de la présentation de la nomenclature des composants, les PIA/VIA et le timer seront impérativement montés sur supports vu leur exposition au monde extérieur ; de même, les emplacements des configurateurs seront munis de supports 14 pattes destinés à recevoir les bouchons de configuration dont le câblage vous a été indiqué dans notre précédent numéro.



Gros plan sur la carte IPT09 équipée de deux PIA et d'un VIA.

Les mini-interrupteurs en boîtier DIL S_0 à S_{19} ont été groupés de façon à correspondre à des configurations standard de ces composants, à savoir : un bloc de quatre et deux blocs de huit (sur un bloc de huit un des interrupteurs n'est pas utilisé mais comme il n'existe pas de blocs de sept !). L'emplacement marqué 74245 ou 74640 sera muni, comme nous l'avons déjà maintes fois expliqué, d'un 74245 ou 64645 si votre carte CPU09 est équipée d'un de ces deux circuits ou d'un 74640 si votre carte CPU09 est équipée d'un 74640.

Au risque de nous répéter, nous vous conseillons de faire attention au sens des circuits intégrés. Ils sont tous orientés de la même façon comme sur toutes nos autres cartes et, malgré cela, nous connaissons des personnes ayant mis des circuits à l'envers sur certaines cartes.

Pour les adeptes de la vérification des circuits imprimés, nous vous indiquons en figure 4 le brochage des semi-conducteurs utilisés sur la

carte IPT09. Ces indications seront aussi utilisées par ceux d'entre vous qui ne sont pas sûrs de leurs soudures pour vérifier la continuité des liaisons et l'absence de ponts de soudure. La proximité de certaines pistes avec des pattes de circuits intégrés étant propice à ces derniers, soyez très vigilants et n'hésitez pas à utiliser un ohmmètre en cas de doute.

La mise en service

Avant de mettre la carte sous tension pour son galop d'essai, il faut positionner correctement les nombreux mini-interrupteurs dont elle est pourvue. Pour vous faciliter la tâche, nous avons représenté en figure 5 le rôle de tous ceux-ci afin que vous ayez en un seul document toutes les informations souhaitables.

Le groupe S_0, S_1, S_2 permet de choisir quel signal de VMA, VUA ou VXA va activer la carte. Pour le système tel qu'il est réalisé actuellement vous devez choisir VMA en fermant S_0.

Le groupe S_3, S_4, S_5, S_6 permet de choisir la page où va être placée la carte. Vu la configuration actuelle du système, vous placerez celle-ci en page 1 en fermant S_4.

Le groupe S_{15}, S_{16}, S_{17}, S_{18} permet de relier une ou plusieurs des lignes d'interruption des PIA/VIA et du timer à la ligne IRQ du bus. Pour l'instant, et à moins que vous ne souhaitiez expérimenter avec celles-ci, vous laisserez ces interrupteurs ouverts.

Enfin, le groupe S_7, S_8, S_9, S_{10} choisit le chiffre de poids fort de l'adresse de base de la carte, tandis que le groupe S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14} choisit le deuxième chiffre de l'adresse de base de la carte. Les circuits se trouvant sur celle-ci sont donc adressés de :

– XY00 à XY0F pour le PIA ou VIA 3 (en fait le PIA n'occupe que de XY00 à XY03 et se reproduit ensuite identique à lui-même jusqu'à XY0F).
– XY10 à XY1F pour le PIA ou VIA 2
– XY20 à XY2F pour le PIA ou VIA 1
– XY30 à XY3F pour le timer.

Dans cette notation, X est choisi par S_7 à S_{10}, et Y est choisi par S_{11} à S_{14}, conformément au tableau de la figure 5. Pour les essais et pour le pro-

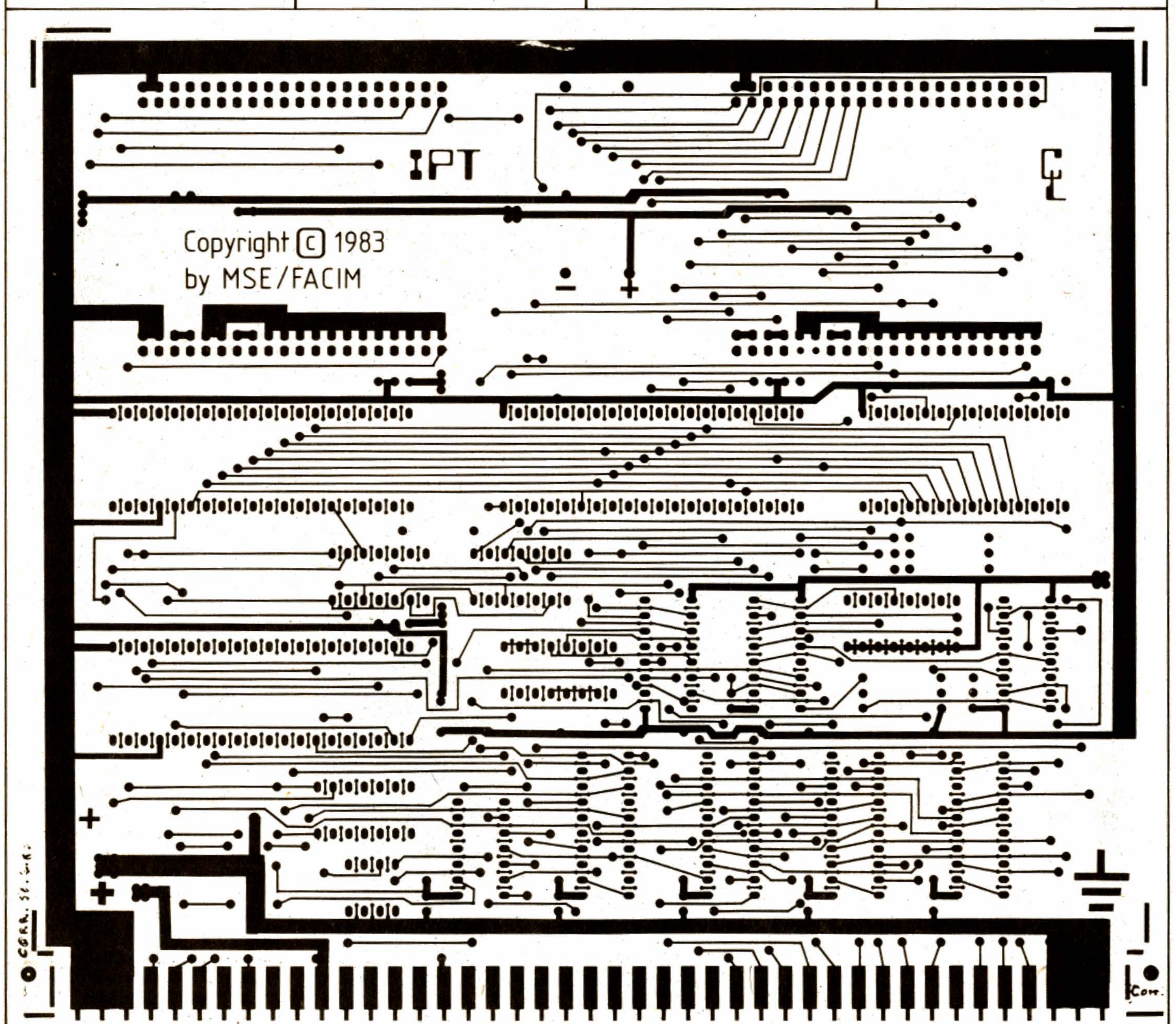


Fig. 1. – Circuit imprimé de la carte IPT09 vu côté composants, échelle 1.

grammateur de PROM déjà annoncé, vous positionnerez la carte avec E100 comme adresse de base (S_{10} fermé et S_{11}, S_{12}, S_{13} fermés).

A propos de ces interrupteurs, et compte tenu du schéma adopté, remarquez qu'il ne faut en aucun cas fermer plus d'un interrupteur à un instant donné dans les groupes S_0, S_1, S_2 d'une part et S_3, S_4, S_5, S_6 d'autre part.

Lorsque votre carte est configurée, positionnez un PIA (ou un VIA mais cela va vous contraindre à attendre d'avoir lu ce qui suit en détail pour essayer) sur le support PIA/VIA 1 par exemple, placez la carte dans le système, mettez sous tension et commencez par constater que tout fonctionne encore comme par le passé, DOS compris. Si ce n'est pas le cas de façon absolument parfaite, il est inutile d'aller plus loin, il y a un défaut. Vu la simplicité de la carte, il ne peut s'agir que d'un problème d'amplificateur de bus ou de validation du circuit du bus de données.

Une petite remarque en passant, n'oubliez pas, comme l'avait fait l'auteur lors des premiers essais de la carte, de mettre en place le configurateur correspondant au PIA 1, sinon il est impossible d'adresser celui-ci.

Si tout se passe bien, utilisez la commande M de TAVBUG09 ou de TAVBUG09 V 1.0 pour aller écrire et lire dans les registres du PIA. Nous vous rappelons qu'un cours complet sur le PIA et sur la programmation de ses registres internes a été réalisé dans le cadre de notre série initiation à la micro-informatique en avril 1983 et nous vous prions de bien vouloir vous y reporter si c'est nécessaire. Cependant, pour vous éviter bien des incertitudes, nous allons vous indiquer ci-après les premières manipulations à effectuer pour être sûrs que ça marche :

– Ecrivez 00 en E121, ne vous occupez pas de la réponse de TAVBUG 09.
– Ecrivez FF en E120, idem.
– Ecrivez 04 en E121, idem.
– Maintenant, toutes les valeurs que vous allez écrire en E120 vont se retrouver sur les pattes PA_0 à PA_7 de PIA1 que cette suite d'opérations vient de placer en sorties. Vérifiez alors que tous les bits peuvent

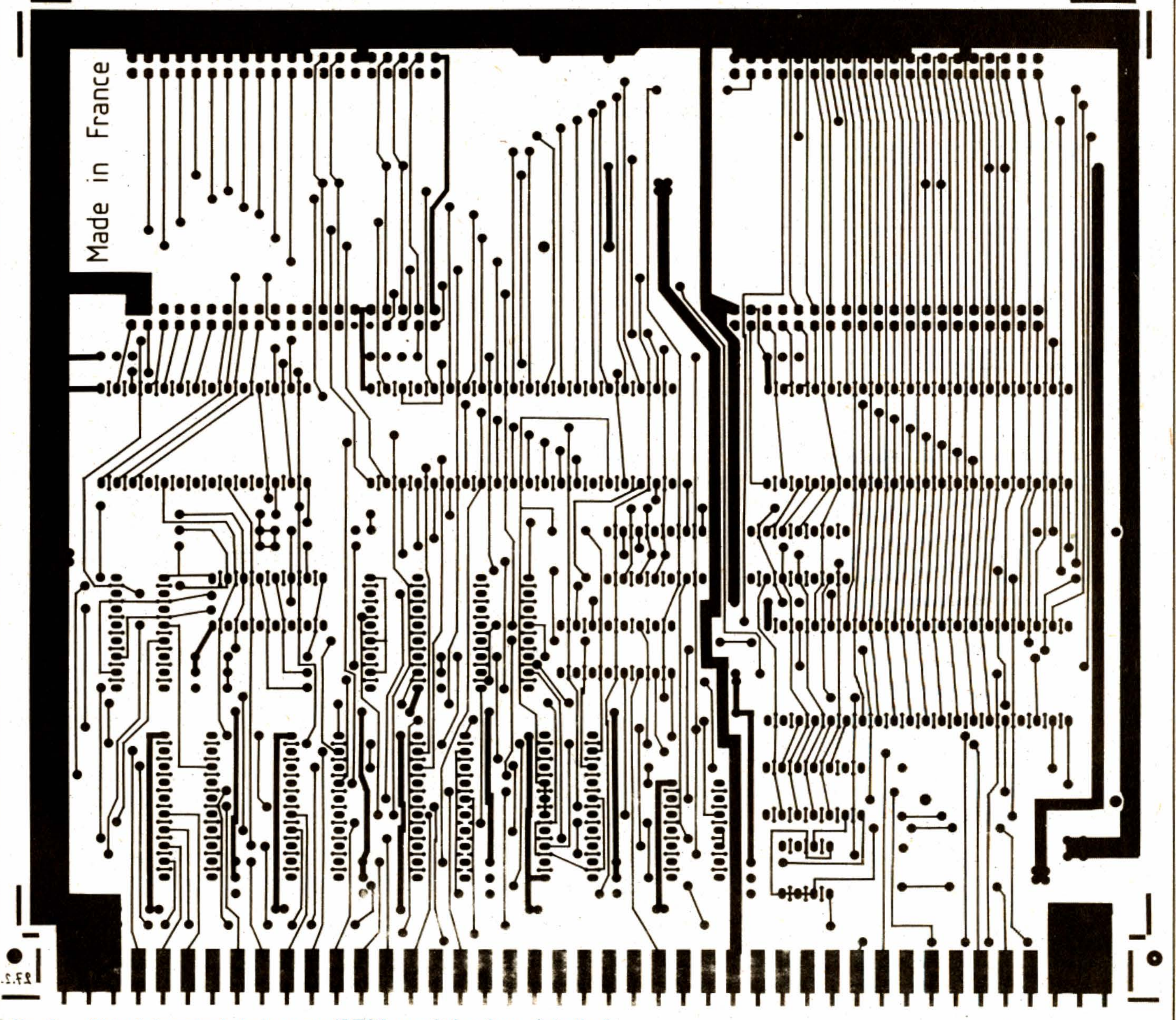


Fig. 2. – Circuit imprimé de la carte IPT09 vu côté cuivre, échelle 1.

bien passer à 1 ou à 0, ce qui permet très vite de déceler un court-circuit ou une coupure éventuelle. Pour vérifier les niveaux en sortie du PIA, un vulgaire contrôleur universel en position voltmètre suffit. Ne vous étonnez pas si les 1 logiques font moins de 5 V, c'est normal.

Pour vous aider dans ces mesures, et bien que vous puissiez mettre votre contrôleur directement sur les pattes du PIA, la figure 6 vous indique le brochage des prises de raccordement de ceux-ci, tandis que le plan d'implantation de la figure 3 vous indiquait quelle prise correspondait à quel PIA. Si vous voulez tester le côté B de votre PIA, vous utiliserez la même séquence que ci-avant, en remplaçant E120 par E122 et E121 par E123. Vous aurez alors accès aux lignes PB_0 à PB_7 en écrivant en E122.

Votre PIA étant essayé en sortie, il ne reste plus qu'à l'essayer en entrée,ce qui ne va pas être plus compliqué. Toujours avec la commande M de TAVBUG09 :

– Ecrivez 00 en E121, ne vous souciez pas de la réponse de TAVBUG09.
– Ecrivez 00 en E120, idem.
– Ecrivez 04 en E121, idem.
– A partir de maintenant, les niveaux logiques appliqués sur les pattes PA_0 à PA_7 du PIA 1 peuvent être lus à l'adresse E120. Pour vérifier cela, reliez certaines pattes à la masse et d'autres au +5 V au travers d'une résistance de 2,2 à 4,7 kΩ et vérifiez que c'est bien le cas.

Si toutes ces vérifications se sont bien passées, votre carte fonctionne. Si vous êtes patient et que vous voulez être sûr de vous, vous pouvez faire de même avec PIA 2 et PIA 3 ; les adresses utilisées ci-avant devenant respectivement E110, E111, E112, E113 et E100, E101, E102, E103 comme expliqué ci-avant lors de la description des adressages.

Pour bien faire, il faudrait aussi vérifier le timer 6840. Si vous savez le programmer, faites-le mais ce n'est pas vraiment utile à partir du moment où un PIA fonctionne car les mêmes circuits sont utilisés

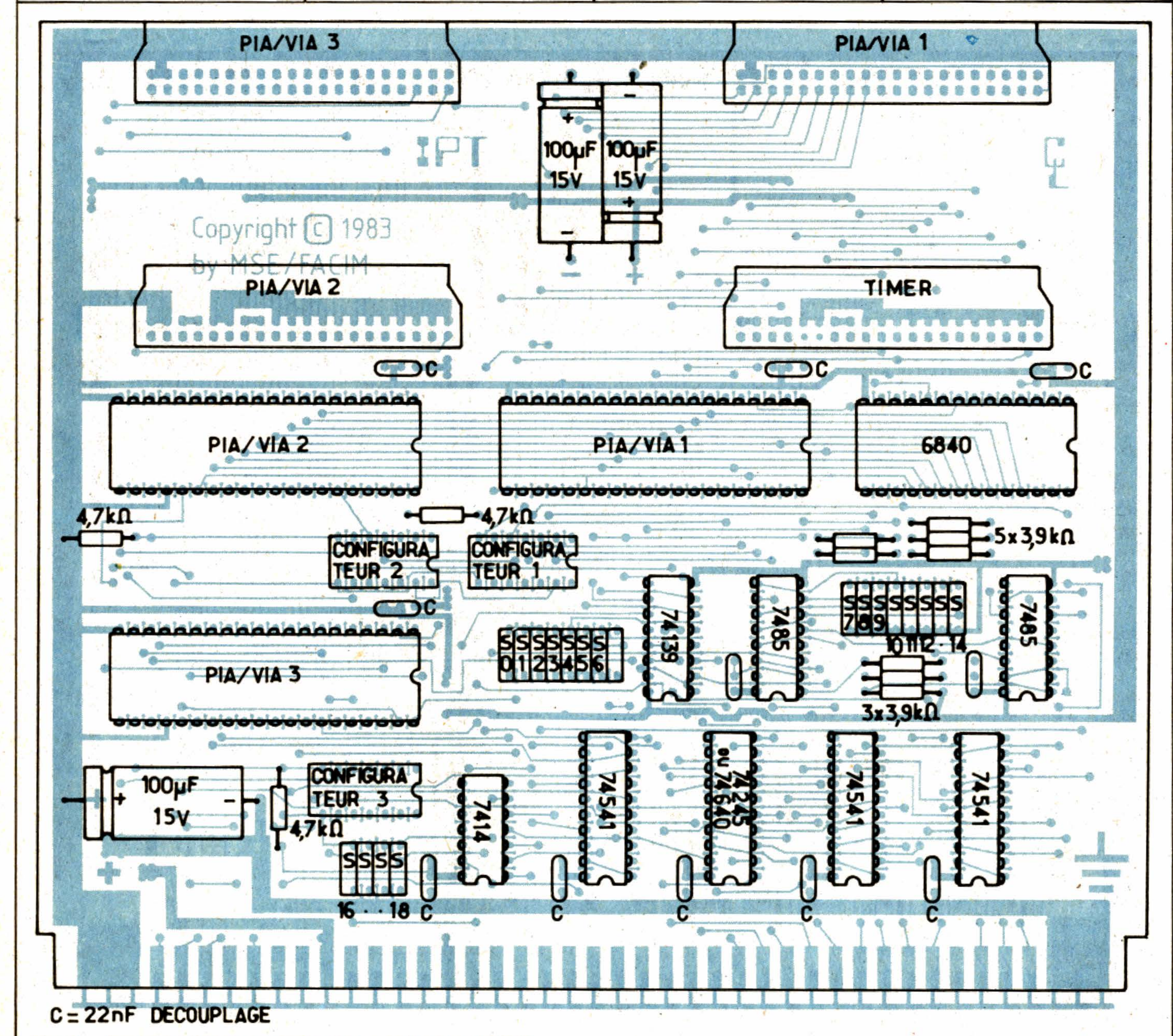


Fig. 3. – Implantation des composants sur la carte IPT09.

dans les deux cas. Ce circuit étant assez complexe, nous n'allons pas le traiter dans ces pages, d'autant qu'il est programmé pour un tout prochain numéro de notre série d'initiation à la micro-informatique, vous verrez alors à ce moment-là ses très nombreuses possibilités de programmation.

De même, il n'est pas nécessaire d'essayer pour l'instant un VIA à la place d'un PIA ; si vos bouchons de configuration sont bien câblés le fonctionnement de l'un est assuré dès lors que l'autre fonctionne, sauf si, par extraordinaire, une des lignes d'adresses A_2 ou A_3 était coupée (puisqu'elles sont utilisées par le VIA et non par le PIA), ce qui est facile à vérifier.

Mise en place dans le système

Cette carte a pour vocation d'être une carte d'interface universelle et, de ce fait, n'a pas une fonction parfaitement définie. En ce qui nous concerne, nous l'utilisons pour le programmateur de PROM que nous allons décrire ainsi que pour un convertisseur analogique/digital qui peut, à l'occasion servir de synthétiseur de parole (mais oui !). Nous allons donc vous décrire son installation dans notre boîtier avec ces applications en arrière-plan, à vous d'adapter en fonction de vos besoins et désirs.

En face arrière, vous devez disposer de 3 emplacements pour des prises rectangulaires 40 points puisque 4 existaient initialement et que l'un d'entre eux est pris par l'imprimante connectée à la carte CPU09. Nous avons donc relié les trois prises des PIA à ces trois emplacements qui ont été munis de leurs prises adéquates au moyen de câble plat. Cela présente l'avantage, si vous sertissez le câble plat comme il faut (il est repéré pour ce faire ainsi que les prises), de vous retrouver en face arrière avec des prises ayant le même brochage que celui donné figure 6 pour le brochage des prises de la carte. A ce propos, précisons qu'à notre connaissance, toutes les prises pour câble plat ne sont pas numérotées de la même façon, et que les numéros indiqués figure 6 sont arbitraires et ne sont valables que pour le repérage indiqué en haut de cette même figure. Si vos prises sont numérotées de façon différente, veillez à faire les corrections nécessaires sur la figure 6.

Les câbles plats de liaison entre la face arrière et la carte seront coupés à une longueur suffisante pour permettre un branchement facile mais sans exagération ; en effet, bien que nous ayons adopté un brochage des prises visant à minimiser les perturbations introduites par ce genre de câble, sa capacité par unité de longueur est très importante et ne tarde pas à se faire sentir.

Précisons aussi qu'il n'est pas nécessaire de faire appel à un matériel spécial pour sertir

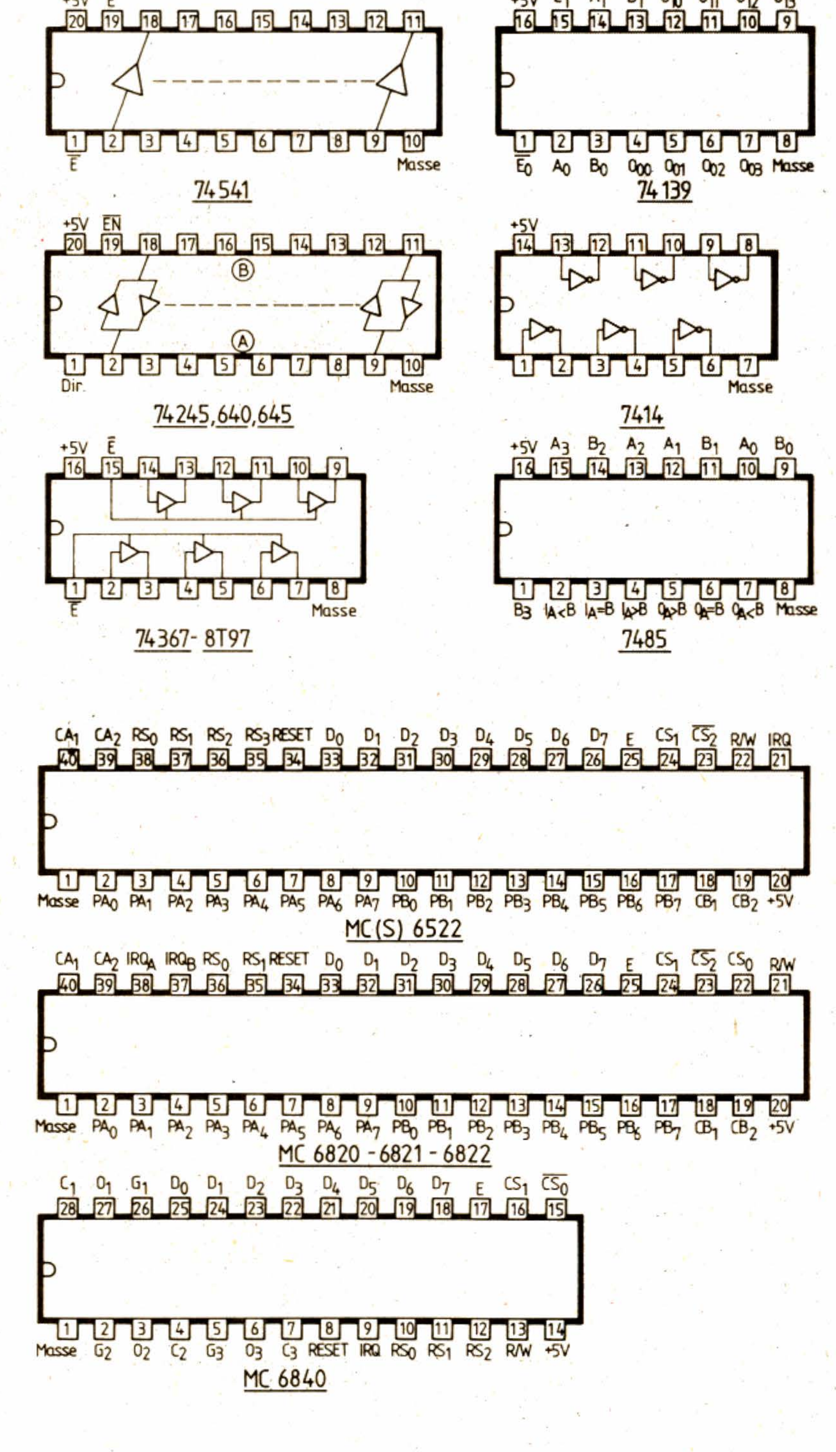


Fig. 4. – Brochage des circuits intégrés.

les prises pour câble plat. Si vous êtes soigneux, un étau et quelques petites cales en bois valent toutes les pinces à sertir de la création ; bien sûr, c'est un peu plus lent mais ô combien moins coûteux !

Si vous n'avez pour l'instant aucune application à connecter à cette carte IPT09, vous la laisserez installée dans votre système telle quelle. Si vous souhaitez ne pas avoir à ouvrir à nouveau le boîtier lors de la mise en œuvre du programmateur de PROM, positionnez les interrupteurs de la carte comme indiqué ci-avant pour les essais et placez un PIA en PIA/VIA 1 et un PIA en PIA/VIA 3 avec, bien entendu, les configurateurs correspondants. L'emplacement PIA/VIA 2 peut rester vide si vous n'en avez pas l'utilité.

Nous allons en rester là aujourd'hui pour la partie pratique de cet article ; nous souhaitons en effet vous présenter le VIA afin que vous soyez à même d'exploiter les possibilités de cette carte. Nous vous donnerons, bien sûr, des exemples mais nous ne pourrons pas couvrir l'immense domaine d'application d'une telle carte ; de nombreux cas étant des cas particuliers (commande d'un réseau de train électrique miniature par exemple ou commandes d'automatismes divers...).

Le VIA

Le VIA est le successeur du PIA dont il reprend les idées de départ en y ajoutant de nombreuses fonctions très intéressantes. Ce circuit n'existe pas au catalogue Motorola et il faut donc aller chercher chez Rockwell, Mos Technology ou Synertek pour le trouver. Cela vous importe peu car, d'une façon comme de l'autre, vous le trouverez sur l'étalage de votre détaillant ; il est en effet devenu en quelque temps aussi répandu que le maintenant vieux PIA.

Le premier avantage de ce circuit, que nous avons exploité sur notre carte mais que vous n'avez pas forcément remarqué, est qu'il appartient à la famille de microprocesseurs 6500 de Synertek, famille dont les signaux du bus sont identiques à ceux de la famille 6800-6809. C'est pour cela que nous pouvons passer aussi facilement du PIA au VIA et vice versa.

Avant d'entrer plus en détail dans cette étude, et en raison de la similitude PIA-VIA, nous vous recommandons, si ce n'est déjà fait, de lire l'étude du PIA présentée dans le numéro d'avril 1983 du « Haut-Parleur » dans notre rubrique d'initiation à la micro-informatique ; nous allons en effet être tenté souvent de comparer ces deux circuits pour mieux vous montrer leurs similitudes mais aussi leurs différences.

La figure 7 nous présente un synoptique interne simplifié du VIA. Nous remarquons tout de suite que, comme le PIA, le VIA dispose de deux moitiés identiques (ou presque), le côté A avec les lignes d'entrées/sorties PA_0 à PA_7, CA_1 et CA_2 et le côté B avec les lignes d'entrées/sorties PB_0 à PB_7, CB_1 et CB_2. Ces deux moitiés (que certains nomment les « ports », ce qui nous donne le « port A » et le « port B ») ont un fonctionnement quasi identique sauf dans quelques cas particuliers qui seront cités au moment opportun. Comme pour le PIA, les lignes PA_0 à PA_7 et PB_0 à PB_7 sont programmables en entrées ou en sorties individuellement au moyen d'un registre baptisé DDRA ou DDRB (Data Direction Register pour registre de sens de transfert des données). Toujours comme pour le PIA, les valeurs que vous souhaitez placer en sortie sur les lignes PA_0 à PA_7 et PB_0 à PB_7 sont à écrire dans le registre ORA ou ORB (Output Register pour registre de sortie) ; de la même façon, les valeurs appliquées sur les lignes qui sont placées en entrées sont lues dans ces mêmes registres ORA ou ORB. Si nous poursuivons les comparaisons avec le PIA, nous constatons que, tout comme lui, le VIA dispose d'amplificateurs sur les sorties PA_0 à PA_7 et PB_0 à PB_7, d'amplificateurs de bus sur les lignes D_0 à D_7 et d'une logique de contrôle du circuit qui dispose d'une ligne CS en moins et d'une seule sortie IRQ (le PIA avait IRQA et IRQB). Les similitudes s'arrêtent heureusement là et nous allons voir, si ce n'est déjà fait depuis que vous regardez la figure 7, qu'il y a beaucoup d'autres choses dans ce boîtier.

Nous voyons tout d'abord que les lignes CA_1, CA_2 et CB_1, CB_2 entrent dans un bloc baptisé « contrôle du handshake ». En effet, nous allons voir qu'il est possible d'utiliser ces lignes pour faire des échanges de données sur PA_0 à PA_7 avec une procédure dite de « handshake » (poignée de mains en français, mais le terme américain est universellement employé). De plus, les lignes CB_1 et CB_2 entrent ou sortent, cela dépend du mode de fonctionnement choisi, d'un registre à décalage accessible depuis le bus de données.

Dans la partie basse de la figure nous remarquons la présence d'un bloc de deux registres 16 bits et un bloc d'un registre 16 bits et d'un registre 8 bits. Ces deux blocs constituent deux compteurs aux multiples fonctions, compteurs qui

S_3	S_4	S_5	S_6	PAGE
F	O	O	O	0
O	F	O	O	1*
O	O	F	O	2
O	O	O	F	3
1 seul fermé à un instant donné				

S_0	S_1	S_2	
F	O	O	VMA*
O	F	O	VUA
O	O	F	VXA
1 seul fermé à un instant donné			

S_{15}	IRQ PIA/VIA 3
S_{16}	IRQ TIMER
S_{17}	IRQ PIA/VIA 2
S_{18}	IRQ PIA/VIA 1

PIA/VIA 1	XY20 à XY2F
PIA/VIA 2	XY10 à XY1F
PIA/VIA 3	XY00 à XY0F
TIMER	XY30 à XY3F
* = positionnement « normal ».	

S_7	S_8	S_9	S_{10}	X
S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	Y
F	F	F	F	0
F	F	F	O	1
F	F	O	F	2
F	F	O	O	3
F	O	F	F	4
F	O	F	O	5
F	O	O	F	6
F	O	O	O	7
O	F	F	F	8
O	F	F	O	9
O	F	O	F	A
O	F	O	O	B
O	O	F	F	C
O	O	F	O	D
O	O	O	F	E
O	O	O	O	F

Fig. 5. – Résumé des fonctions des interrupteurs de la carte IPT09.

sont, vous l'avez compris, sur 16 bits. Ces compteurs sont associés à des « latches », un 16 bits pour le compteur numéro 1 et un 8 bits pour le compteur numéro 2 aux fonctions plus limitées.

Pour organiser le fonctionnement des multiples sous-ensembles de ce VIA, deux registres à usage général sont visibles en milieu de figure : le PCR ou registre de contrôle périphérique et l'ACR ou registre de contrôle auxiliaire.

Enfin, pour permettre une gestion intelligente et programmable des interruptions dont les causes peuvent être multiples dans un tel circuit, deux autres registres sont accessibles : l'IER ou registre de validation des interruptions et l'IFR ou registre des drapeaux d'interruptions.

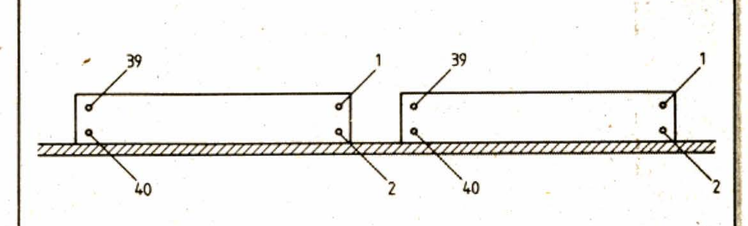
Si l'on veut être complet dans la présentation des différences entre le VIA et le PIA, il nous faut ajouter un registre qui n'en est pas un, car il n'est pas directement accessible (mais la fonction qu'il réalise est, elle, bien concrète), il s'agit des « latches » d'entrées disponibles sur chacun des registres ORA et ORB et qui permettent de mémoriser une entrée même fugitive, alors que dans le PIA le contenu de ORA ou ORB suit en permanence l'état des lignes PA_0 à PA_7 ou PB_0 à PB_7.

Si vous comptez les registres, vous constaterez que cela ne fait pas loin de 16 et, de ce fait, le VIA dispose de 4 lignes de sélection des registres internes : RS_0, RS_1, RS_2 et RS_3. La relation entre les niveaux appliqués à ces lignes et le registre sélectionné est indiquée sur le tableau de la figure 8. Certaines indications contenues dans la colonne « remarque » vous sont incompréhensibles pour l'instant mais le deviendront après la lecture des lignes qui suivent dans lesquelles nous allons vous présenter les modes de fonctionnement principaux du VIA.

Fonctionnement des entrées/sorties parallèles

Spécialistes du PIA, ne passez pas ce paragraphe en disant « je connais », le VIA présente plusieurs particularités qui méritent que l'on s'y arrête.

Tout d'abord, et contrairement au PIA, les DDRA et DDRB sont accessibles directe-



	PIA/VIA	TIMER	COMMUN	
1	CB_1	$\overline{IRQ}$ bus	2	+ 5 V
3	PB_7	E	4	+ 5 V
5	PB_6	E	6	– 12 V
7	PB_5	E	8	– 12 V
9	PB_4	–	10	Masse
11	PB_3	–	12	Masse
13	PB_2	–	14	+ 12 V
15	PB_1	–	16	+ 12 V
17	PB_0	–	18	Masse
19	PA_7	–	20	Masse
21	PA_6	–	22	Masse
23	PA_5	G_1	24	Masse
25	PA_4	O_1	26	Masse
27	PA_3	C_1	28	Masse
29	PA_2	C_3	30	Masse
31	PA_1	O_3	32	Masse
33	PA_0	G_3	34	Masse
35	CA_2	C_2	36	Masse
37	CA_1	O_2	38	Masse
39	CB_2	G_2	40	Masse

Fig. 6. – Brochage des connecteurs.

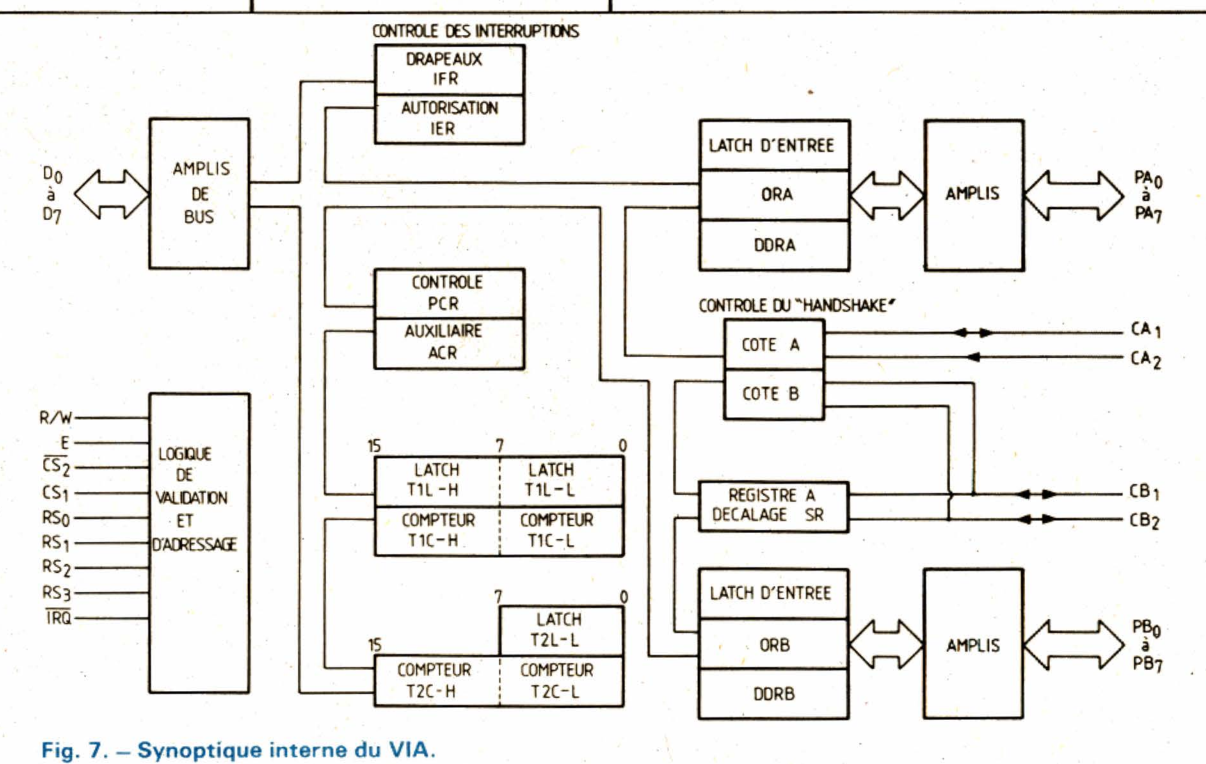


Fig. 7. – Synoptique interne du VIA.

ment et en permanence, ce qui facilite la programmation du circuit. Comme pour le PIA, une ligne est programmée en entrée en écrivant un 0 dans le bit du DDR correspondant et elle est programmée en sortie en écrivant un 1 dans le bit du DDR correspondant. Les informations à sortir sur PA_0 à PA_7 et PB_0 à PB_7 sont, comme pour le PIA, écrites dans ORA et ORB et l'état des lignes PA_0 à PA_7 et PB_0 à PB_7 est lu dans les ORA et ORB. Si le fonctionnement est choisi sans latch, le contenu de ORA et ORB suit à tout instant l'état des lignes PA_0 à PB_7. Si le mode latch est choisi, le contenu de ORA (ou ORB) est celui qui était présent sur PAO à PA_7 (PB_0 à PB_7) au moment de la transition active de CA_1 (CB_1). Le choix entre le mode non latch et le mode latch est fait en positionnant un bit adéquat dans le registre de contrôle auxiliaire (ACR) présenté ci-après.

En plus de ces deux modes de fonctionnement, les lignes PA_0 à PA_7 (PB_0 à PB_7) peuvent travailler en mode handshake en lecture ou en écriture. Le mode handshake en lecture fonctionne comme suit : l'organe externe positionne les données qu'il souhaite envoyer au VIA et génère un signal « données prêtes », recevant ce signal, le VIA prend en compte les données et génère alors un signal « données lues » indiquant à l'organe externe qu'il peut passer aux données suivantes.

Ce mode de fonctionnement est possible avec un PIA mais requiert une manipulation de bits importante dans les registres internes. Ici, le fonctionnement est automatique sous réserve que ce mode ait été sélectionné au moyen de bits adéquats du PCR. CA_2 génère le signal « données lues » et CA_1 sert d'entrée « données prêtes », de plus CA_1 peut, ou non déclencher une interruption.

Le mode handshake en écriture fonctionne d'une façon analogue mais en inversant les rôles ; c'est le VIA qui fournit les données et un organe externe qui les reçoit. Le signal « données prêtes » est alors fourni au moyen de la ligne CA_2 tandis que la ligne CA_1 sert d'entrée « données lues » et peut, ici encore, déclencher une interruption.

Les choix relatifs à ces différents modes et aux polarités des lignes CA_1 et CA_2 sont faits en positionnant les bits adéquats du PCR décrits ci-après au paragraphe concernant ce registre. D'autre part, précisons que tout ce que nous venons d'écrire pour le côté A du VIA est valable pour le côté B.

Fonctionnement des timers internes

Ainsi que nous l'avons montré au moyen de la figure 7, le VIA dispose de deux timers 16 bits, le timer 1 et le timer 2. Nous allons nous intéresser tout d'abord au timer 1 qui est celui offrant le plus grand nombre de possibilités.

Le principe général de fonctionnement est le suivant : les latches associés au timer contiennent une valeur qui est chargée dans le compteur du timer ; celui-ci décompte alors au rythme de l'horloge appliquée sur la patte E du VIA (1 MHz dans notre système). Lorsque le compteur arrive à 0 un bit d'interruption est positionné dans le registre IFR (drapeaux d'interruptions) et le compteur peut alors s'arrêter ou transférer à nouveau le contenu des latches et repartir pour un nouveau cycle. De plus, il peut inverser l'état d'une ligne de sortie du VIA à chaque passage par 0. Ceci étant dit, nous allons voir plus finement ces divers modes de fonctionnement.

La figure 9 représente deux bits du registre auxiliaire (ACR), les bits 7 et 6 qui permettent de choisir le mode de fonctionnement du timer et nous y retrouvons les indications données ci-avant. Remarquez que la ligne inversée à chaque passage à 0 des compteurs est la ligne PB_7. Quel que soit l'état du bit 7 du DDRB, cette ligne se trouve programmée en sortie dès que ACR_7 est à 1 (tableau de la figure 9) et il est impossible de modifier l'état de PB_7 même en écrivant dans le bit 7 de l'ORB. En d'autres termes, le fait de sélectionner l'inversion sur PB_7 sous contrôle du timer est prioritaire sur le fonctionnement parallèle conventionnel.

L'accès aux latches et au compteur est un peu particulier et appelle quelques commentaires ; si vous examinez la figure 6, vous constatez qu'à l'adresse 4 l'on écrit dans le latch de poids faible. A l'adresse 5 on écrit dans le latch de poids fort et dans le compteur de poids fort ; de plus on fait transférer automatiquement le contenu du latch de poids faible dans le compteur de poids faible ; on remet également à 0 le drapeau d'interruption associé au timer 1. Aux adresses 6 et 7, l'on peut aussi écrire dans les latches mais sans déclencher de transfert dans le compteur et, donc, sans affecter le comptage en cours.

Les deux modes principaux de fonctionnement du timer 1 sont résumés en figures 10 et 11 ; 10 pour le mode monostable, 11 pour le mode continu. En mode monostable, la valeur correspondant à la durée de l'impulsion que vous voulez générer est écrite dans les latches du timer 1 aux adresses 4 et 5. A partir de l'écriture à l'adresse 5, le compteur commence à décompter et, si c'est autorisé par ACR_7, la ligne PB_7 est mise à 0. Lorsque le compteur arrive à 0, une interruption est générée (si elle est autorisée par l'IFR) et la ligne PB_7 passe à 1. La figure 10 confirme cette description ; notez seulement que la taille de l'impulsion sur PB_7 est de N + 1,5 cycles de l'horloge E (1 μs dans notre système) avec N valeur initiale chargée dans les latches. Par ailleurs, après avoir atteint 0, le compteur continue à décompter à partir de FFFF ce qui peut éventuellement être utilisé, si vous travaillez sous interruptions, pour savoir le

RS_3	RS_2	RS_1	RS_0	Registre	Remarque
0	0	0	0	ORB	
0	0	0	1	ORA	Handshake
0	0	1	0	DDRB	
0	0	1	1	DDRA	
0	1	0	0	T1L-L	Ecriture Latch
				T1C-L	Lecture compteur
0	1	0	1	T1C-H	Transfert T1L-L→T1C-L
0	1	1	0	T1L-L	
0	1	1	1	T1L-H	
1	0	0	0	T2L-L	Ecriture Latch
				T2C-L	Lecture compteur
1	0	0	1	T2C-H	Transfert T2L-L→T2C-L
1	0	1	0	SR	
1	0	1	1	ACR	
1	1	0	0	PCR	
1	1	0	1	IFR	
1	1	1	0	IER	
1	1	1	1	ORA	Pas de handshake

Fig. 8. – Adressage des registres internes du VIA.

ACR_7	ACR_6	FONCTION
0	0	GENERE UNE INTERRUPTION AU PASSAGE A0 DU COMPTEUR
0	1	INTERRUPTIONS A TOUS LES PASSAGES A0 DU COMPTEUR
1	0	IDEM 00 MAIS IMPULSION SUR PB_7
1	1	IDEM 01 MAIS IMPULSIONS SUR PB_7

Fig. 9. – Sélection des divers modes de fonctionnement du timer 1 du VIA.

temps qu'a mis le processeur à répondre à l'interruption.

Le fonctionnement dans le mode continu est identique au précédent mais, lorsque le compteur arrive à 0 il est automatiquement rechargé avec la valeur contenue dans les latches et recommence à décompter à partir de cette valeur.

La ligne PB_7, quant à elle, s'inverse à chaque passage par 0 du compteur générant un signal rectangulaire de période 2N + 3,5 cycles d'horloge E.

De plus, il est possible à tout instant de modifier le fonctionnement du compteur, soit en écrivant directement dans celui-ci auquel cas le décomptage repart de la nouvelle valeur ainsi écrite (il est ainsi possible d'empêcher le compteur d'atteindre 0), soit en écrivant dans les latches associés, auquel cas le compteur se rechargera avec une valeur différente de la valeur initiale lors de son passage par 0, ce qui permet de générer des signaux de formes et de périodicité quelconque.

Le timer numéro 2, quant à lui, est plus limité côté génération de signaux puisqu'il ne dispose que du mode monostable et qu'il ne peut que générer des interruptions (ou positionner des bits dans l'IFR si les interruptions sont interdites) ; il ne peut pas agir sur PB_7 qui est exclusivement sous le contrôle du timer 1. Par contre il peut fonctionner en compteur d'impulsions en utilisant alors la ligne PB_6 comme entrée. Le choix entre ces deux modes de fonctionnement est réalisé au moyen du bit 5 de l'ACR. S'il est à 0, le timer fonctionne en monostable, s'il est à 1 en compteur d'impulsions. Nous n'allons pas décrire le mode monostable qui est analogue à celui du timer numéro 1 ; le mode comptage d'impulsions, par contre, fait l'objet de la figure 12. Le principe est simple, le compteur est initialisé à une certaine valeur et chaque fois qu'une impulsion est appliquée sur PB_6, il décompte d'une unité. Lorsqu'il atteint 0, une interruption est générée (ou un bit est positionné dans l'IFR si les impulsions sont interdites). Pour être prises en compte correctement, les impulsions appliquées sur PB_6 doivent être à l'état bas au moment du front montant de l'horloge E.

Nous en avons terminé avec la présentation des divers modes de fonctionnement des timers du VIA qui, vous l'avouerez, offrent de très nombreuses possibilités. Il ne reste plus qu'à faire appel à votre imagination pour exploiter celles-ci au mieux.

Le registre à décalage

C'est la deuxième nouveauté principale du VIA par rapport au PIA et, malgré la banalité apparente d'une telle fonction, nous allons voir que de nombreuses utilisations sont possibles. Ce registre permet de faire des décalages sortant ou entrant, la patte utilisée pour ce faire étant CB_2. La vitesse des décalages peut être fixée par l'horloge E du système, par le timer 2 ou par des impulsions que vous appliquez vous-mêmes sur la ligne CB_1. Dans le mode où la vitesse de décalage est générée en interne dans le VIA, celle-ci est également fournie sur la patte CB1 qui devient alors une sortie. Cela permet, dans le cas d'un dialogue par de tels registres, de disposer d'une horloge à destination d'un registre récepteur par exemple.

La sélection des divers modes de fonctionnement en entrée de ce registre s'effectue au moyen des bits 4, 3 et 2 de l'ACR comme indiqué par le tableau de la figure 13.

Dans le mode SR inactif, le registre peut être lu ou écrit par le microprocesseur mais aucun décalage ne peut avoir lieu, et les lignes CB_2 et CB_1 sont alors utilisables normalement pour d'autres fonctions (handshake par exemple comme exposé ci-avant).

Dans le mode décalage sous contrôle du timer 2, la vitesse de décalage est générée à partir du contenu des 8 bits de poids faible du timer 2. Un décalage est déclenché par une lecture ou une écriture dans le SR et lorsque les 8 bits du SR ont été décalés, une interruption est générée si elle est autorisée et le drapeau correspondant au SR est positionné dans l'IFR.

Le mode décalage sous contrôle de E fonctionne exactement comme le précédent, mais le décalage a lieu au rythme de l'horloge E du système (1 MHz dans notre cas).

Dans le mode décalage sous contrôle externe, la ligne CB_1

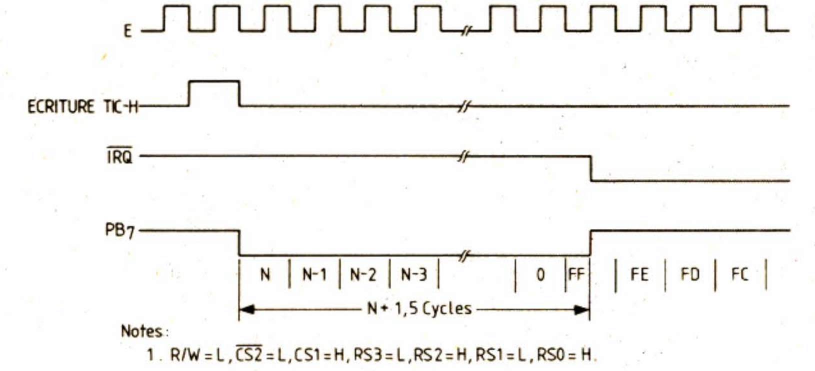


Fig. 10. – Fonctionnement du timer 1 en mode monostable.

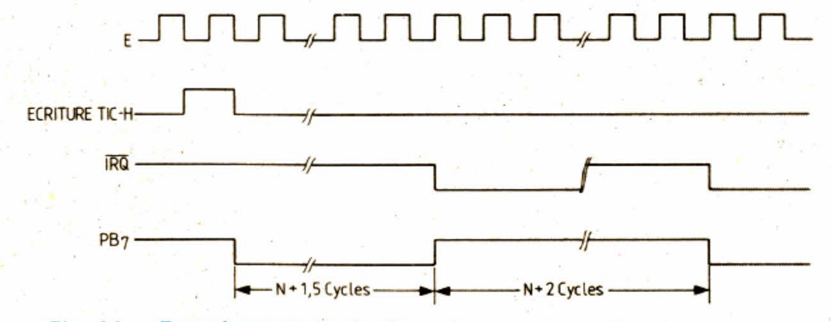


Fig. 11. – Fonctionnement du timer 1 en mode continu.

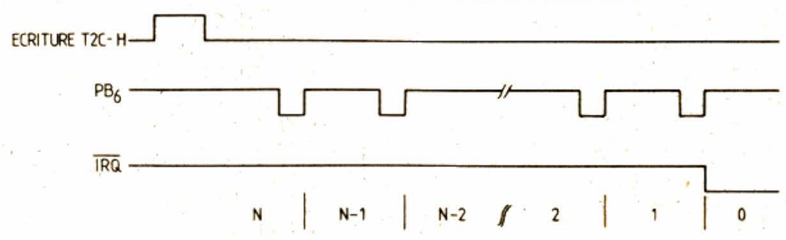


Fig. 12. – Fonctionnement du timer 2 en mode comptage d'impulsions.

devient une entrée et le décalage a lieu au rythme de l'horloge qui y est appliquée.

Les modes de décalage en sortie sont presque identiques et sont sélectionnés au moyen des mêmes bits de l'ACR selon le tableau de la figure 14. Nous y voyons les trois modes que nous avons présentés ci-avant pour les décalages en entrée et un mode supplémentaire que nous allons commenter, le fonctionnement des trois modes d'entrée étant identique à celui exposé ci-avant, nous n'y revenons pas.

Ce nouveau mode qui est baptisé permanent fonctionne comme le mode piloté par le timer 2 vu ci-avant mais le registre est considéré comme étant rebouclé sur lui-même, le bit 7 rentrant en position du bit 0 et ainsi de suite. De plus, le fait d'avoir réalisé huit décalages n'interrompt pas le processus ce qui signifie que le contenu du SR est envoyé en permanence sur CB_2 au rythme du timer 2.

Nous pourrions nous étendre beaucoup plus longuement sur les fonctions de ce registre, mais cela sortirait du cadre de cet article. Si vous souhaitez avoir plus de détails à son sujet, avec des exemples d'applications (en langue anglaise malheureusement), nous vous recommandons de vous procurer la fiche technique du VIA éditée par Comodore pour le MCS 6522 (c'est le nom du VIA chez eux !) qui est très précise et est nettement mieux faite que celles des autres constructeurs.

ACR_4	ACR_3	ACR_2	MODE
0	0	0	SR INACTIF
0	0	1	SR SOUS CONTROLE DU TIMER 2
0	1	0	SR SOUS CONTROLE DE E
0	1	1	SR SOUS CONTROLE EXTERNE

Fig. 13. – Fonctionnement du registre à décalage en entrée.

ACR_4	ACR_3	ACR_2	MODE
1	0	0	SR SOUS CONTROLE DE T2 (PERMANENT)
1	0	1	SR SOUS CONTROLE DE T2 (8 BITS)
1	1	0	SR SOUS CONTROLE DE E
1	1	1	SR SOUS CONTROLE EXTERNE

Fig. 14. – Fonctionnement du registre à décalage en sortie.

	7	6	5	4	3	2	1	0
IFR	IRQ	T_1	T_2	CB_1	CB_2	SR	CA_1	CA_2
IER	RA1 RAZ	T_1	T_2	CB_1	CB_2	SR	CA_1	CA_2

Fig. 15. – Fonctions des bits des registres de contrôle des interruptions.

Les interruptions

Par rapport au PIA, le VIA dispose de nombreuses sources potentielles d'interruptions puisque nous avons vu que les entrées/sorties parallèles A et B, le timer 1, le timer 2 et le registre à décalage peuvent générer une interruption. Pour vous en faciliter la gestion, deux registres ont été prévus : l'IFR et l'IER. L'IFR est un registre contenant des drapeaux d'interruption (le flag des Américains) selon une disposition indiquée figure 15. Si une condition d'interruption existe, par exemple sur le registre à décalage, le bit 2 de l'IFR sera mis à 1, et ce, que les interruptions soient ou non autorisées. Plusieurs bits de ce registre peuvent se trouver à 1 à un instant donné s'il existe plusieurs sources d'interruptions. Le bit 7, de plus, passe à 1 dès que l'un au moins des autres bits est à 1. Cela permet au microprocesseur, avec un seul test, de savoir s'il existe au moins une cause d'interruption dans un VIA donné. C'est évidemment très intéressant dans un système où plusieurs VIA sont présents pour savoir rapidement quel est celui qui a généré une interruption.

Le registre IER présenté sur cette même figure 15 est un registre d'autorisation des interruptions, c'est-à-dire que tout bit à 1 en une position donnée de ce registre autorisera l'interruption correspondante à se propager sur la ligne IRQ du VIA. Par exemple, si le registre IER contient 00001010, seules les interruptions occasionnées par CA_1 et CB_2 pourront générer une véritable interruption en agissant sur IRQ du VIA. Par contre, quels que soient les bits de ce registre, les drapeaux d'interruptions de l'IFR fonctionnent toujours normalement. Le bit 7 n'est pas un bit d'autorisation ou d'interruption comme les autres. Il est utilisé pour positionner ceux-ci. En effet, pour faciliter le travail de programmation, la mise à 1 ou à 0 d'un nombre quelconque de bits de ce registre se fait en une seule opération. Pour positionner des bits à 0 dans ce registre, il suffit d'y écrire un mot de 8 bits dont le bit de poids fort (le bit 7 justement) soit à 0 et dont les bits que vous voulez modifier dans l'IER soient à 1. Seuls ceux-ci seront mis à 0, les autres ne seront pas affectés. Ainsi, le fait d'écrire 01100001 dans l'IER positionnera à 0 les bits 6, 5 et 0 et ne modifiera pas les autres. De même, pour positionner un ou plusieurs bits à 1, il suffit d'écrire dans l'IER un mot de 8 bits dont le bit de poids fort soit à 1 et dont les bits à positionner à 1 soient aussi à 1. Par exemple, le fait d'écrire 10010001 dans l'IER positionnerait à 1 les bits 0 et 4 sans modifier les autres.

Pour bien savoir comment sont générées les interruptions et comment elles sont remises à zéro, nous avons rédigé le tableau de la figure 16 qui présente cela de façon concise. Nous n'allons pas commenter ce tableau dont le contenu est à notre avis très explicite. Seules les expressions « transition active sur CA_1, CB_1, CA_2 ou CB_2 » peuvent vous poser des problèmes mais elles sont décrites dans un des paragraphes suivants.

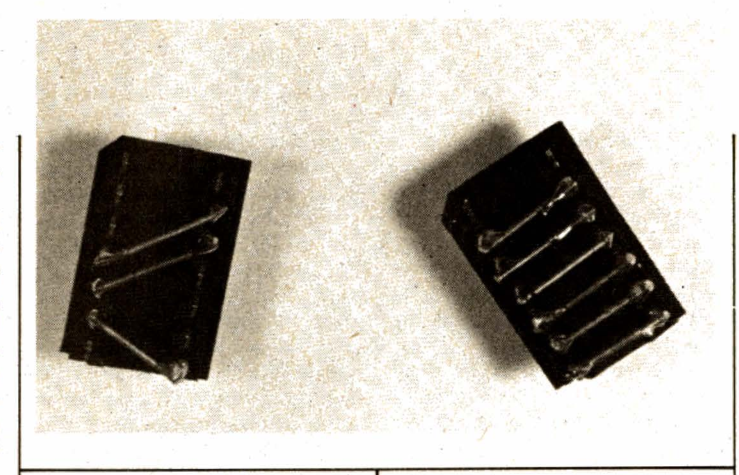
N° BIT	MIS A UN PAR	MIS A ZERO PAR
0	TRANSITION ACTIVE SUR CA_2	LECTURE OU ECRITURE ORA
1	TRANSITION ACTIVE SUR CA_1	LECTURE OU ECRITURE ORA
2	EXECUTION DE 8 DECALAGES	LECTURE OU ECRITURE SR
3	TRANSITION ACTIVE SUR CB_2	LECTURE OU ECRITURE ORB
4	TRANSITION ACTIVE SUR CB_1	LECTURE OU ECRITURE ORA
5	ARRIVEE A ZERO DU TIMER 2	LECTURE T2C-L ECRITURE T2C-H
6	ARRIVEE A ZERO DU TIMER 1	LECTURE T1C-L ECRITURE T1L-H

Fig. 16. – Conditions de validation et d'annulation des bits d'interruption.

Rôle du registre PCR

La figure 17 résume de façon synthétique la fonction des bits du PCR ; fonctions que nous allons présenter ci-après plus en détail.

Les bits 0 et 4 tout d'abord servent à définir ce qui sera une transition active (voir ci-avant et tableau de la figure 16) de CA_1 et CB_1 respectivement. Si ces bits sont à 0 une transition active sera le passage d'un niveau haut à un niveau bas, s'ils sont à un, une



transition active sera le passage d'un niveau bas à un niveau haut.

Les bits 1, 2 et 3 d'une part et 5, 6 et 7 d'autre part servent quant à eux à contrôler les fonctions de CA_2 et CB_2 respectivement. Attention ! CA_2 et CB_2 ont presque toujours les mêmes possibilités sauf dans un ou deux cas détaillés ci-après. Les diverses combinaisons possibles pour ces bits sont (dans l'ordre B_3, B_2, B_1 ou B_7, B_6, B_5) :

– 0, 0, 0 : le drapeau associé à CA_2 (CB_2) dans l'IFR, c'est-à-dire le bit 0 (bit 3) est mis à un pour une transition descendante appliquée sur CA_2 (CB_2). La lecture ou l'écriture de l'ORA (ORB) remet à zéro le drapeau d'interruption.

– 0,0,1 : fonctionnement identique au cas ci-avant, mais la lecture ou l'écriture de l'ORA (ORB) ne met pas à 0 le drapeau d'interruption.

– 0, 1, 0 : fonctionnement identique au premier cas ci-avant, mais la transition doit être montante au lieu de descendante.

– 0, 1, 1 : fonctionnement identique au deuxième cas ci-avant mais la transition doit être montante au lieu de descendante.

– 1, 0, 0 : CA_2 est en sortie. CA_2 passe au niveau bas sur une lecture ou une écriture de l'ORA. CA_2 est remis au niveau haut par une transition active sur CA_1 ; c'est le mode handshake évoqué en début de présentation du VIA. Fonctionnement identique pour CB_2 mais le passage à 0 n'a lieu que sur une écriture de l'ORB.

– 1, 0, 1 : CA_2 est en sortie. CA_2 passe au niveau bas pendant un cycle de l'horloge E faisant suite à une lecture ou une écriture de l'ORA. Fonctionnement identique pour CB_2 mais seulement après une écriture de l'ORB.

– 1, 1, 0 : CA_2 (CB_2) est mis à 0 dès l'écriture de cette valeur dans le PCR.

– 1, 1, 1 : CA_2 (CB_2) est mis à 1 dès l'écriture de cette valeur dans le PCR.

La lecture de ces quelques lignes vous a permis de retrouver tous les modes de fonctionnement des CA_1, CA_2, CB_1, CB_2 que vous connaissiez pour le PIA ainsi que les modes handshake présentés ci-avant. Nous vous conseillons d'ailleurs maintenant de relire cette description des modes handshake, ce qui vous permettra, ayant vu ce qui précède, de mieux les comprendre.

Le registre auxiliaire

Nous n'allons pas nous étendre longtemps sur les fonctions de ce registre car la majorité d'entre elles ont déjà été vues lors des descriptions des timers et du registre à décalage. La figure 18 résume les fonctions de ces bits internes où nous reconnaissons ce que nous avons indiqué pour les timers 1 et 2 et le registre à décalage. Seuls les bits 0 et 1 vous sont inconnus, ce qui ne va plus être le cas dans quelques instants. Chaque bit agit sur les latches dont sont munis les registres ORA (bit 0) et ORB (bit 1). Le fonctionnement est identique pour les deux côtés du VIA. Si un de ces bits est à 0, le latche correspondant est désactivé et les données appliquées sur les entrées se retrouvent en permanence dans l'ORA ou l'ORB. Lorsque le bit 0 (1) est à 1, les données appliquées sur PA_0 (PB_0) à PA_7 (PB_7) sont verrouillées dans le latch correspondant au moment du positionnement à 1 du bit d'interruption associé à CA_1 (CB_1). Elles peuvent alors être lues par le processeur lorsqu'il accède à l'ORA (ORB) et restent stables, quoi qu'il arrive sur PA_0 (PB_0) à PA_7 (PB_7), tant que le bit d'interruption mentionné ci-avant reste à 1. Comme ce bit est positionné par une transition active de CA_1 (CB_1), la fonction de ces latches est tout à fait intéressante, d'autant que le fait de lire l'ORA (ORB) a pour effet de remettre à 0 le bit précité.

Pour en finir avec le VIA

Non, rassurez-vous, nous n'allons pas décrire encore une fonction ou un registre caché du VIA. Nous voulons seulement vous dire le mot de la fin au sujet de ce circuit. Si vous avez lu cette étude en entier, ce que nous souhaitons, vous avez dû avoir une impression d'exposé confus, vu le nombre de possibilités présentées ; c'est normal. La meilleure méthode si vous voulez maintenant apprendre à utiliser le VIA, consiste, en utilisant les tableaux et les explications précédentes, à faire des initialisations de VIA dans diverses configurations et à vérifier qu'il se passe bien ce que vous avez prévu.

Comme pour tous les circuits LSI aux possibilités multiples, il faut une période de prise en mains pour savoir en extraire « la substantifique moelle » (Rabelais !) mais une fois que c'est fait, l'on apprécie alors pleinement le circuit.

Généralités

Suite à plusieurs lettres reçues par l'auteur et par la société FACIM, précisons que lorsque l'on parle d'une carte avec connecteur doré, cela signifie que la partie du circuit imprimé formant le connecteur du bas de carte est plaquée or pour une meilleure longévité et une meilleure qualité des contacts. Cela ne signifie pas, comme ont pu le croire à tort certains d'entre vous, que le circuit imprimé est livré avec ses connecteurs de raccordement.

Bien que cela ait été écrit dans la présentation du DOS et que cela soit écrit sur la feuille qui accompagne la disquette DOS, nous croyons utile de répéter que la PROM jointe au DOS contient TAVBUG09 V1.0 et qu'elle doit être mise à la place de votre TAVBUG09 initial, faute de quoi il est impossible de charger le DOS et d'utiliser certains logiciels de celui-ci. Alors, s'il vous plaît, ne nous retournez pas la PROM que vous avez trouvée « jointe par erreur » (sic) à votre disquette pour nous écrire quelques jours après que le DOS ne marche pas (non, cet article n'a pas été écrit le 1er avril).

Lorsque vous nous écrivez, écrivez votre adresse lisiblement et ne vous contentez pas de celle que vous avez marquée au dos de votre enveloppe par exemple, nous avons plusieurs dizaines de PROM en attente d'une lettre de leur propriétaire pour savoir où les expédier. De plus, nous vous rappelons que toutes nos expéditions sont faites en recommandé pour éviter tout problème, encore faut-il que

7	6	5	4	3	2	1	0
CONTROLE DE CB_2			CONT CB_1	CONTROLE DE CA_2			CONT CA_1

Fig. 17. – Rôles des bits du PCR.

7	6	5	4	3	2	1	0
CONTROLE DE T_1		CONT. T_2	CONTROLE DU SR			LATCH ORB	LATCH ORA

Fig. 18. – Rôles des bits de l'ACR.

lorsque vous recevez un avis comme quoi vous avez un paquet recommandé, vous alliez le retirer. Nous en avons aussi une dizaine qui sont revenus avec la mention « Non Retiré »...

A propos du logiciel, notre catalogue n'a pas évolué depuis fin décembre en raison d'un léger surmenage de l'auteur de ces lignes, cela va être chose faite de façon très importante sous peu, et nous pensons être en mesure de vous annoncer, dans le numéro du mois prochain, la sortie d'un catalogue beaucoup plus étoffé. Attendez le mois prochain ! Toute demande envoyée maintenant serait prématurée et nous l'ignorerions !

Pour rassurer ceux d'entre vous qui nous ont écrit à ce sujet, précisons que les entrées/sorties et les sous-programmes intéressants du DOS seront prochainement décrits mais il nous faut tout de même équilibrer les descriptions logicielle et matérielle dans la revue, ce qui explique cette pose matérielle après les notices des logiciels disque.

Enfin, pour en terminer avec ces généralités, nous nous devons de réparer un oubli à la notice du DOS qui concerne...

Le fichier INITIAL

Les possesseurs de notre ancien système à base de 6800 ou ceux d'entre vous qui connaissent le logiciel FLEX (marque déposée de Technical Systems Consultants) se sont étonnés de ne pas trouver dans notre DOS le fichier baptisé STARTUP.TXT sous FLEX qui permet d'exécuter automatiquement un certain nombre de commandes du DOS après son chargement. Cette possibilité existe sous TAVDOS. Il vous suffit de réaliser un fichier que vous appellerez INITIAL.TXT et que vous placerez sur votre disquette système. Ce fichier contiendra autant de commandes du DOS que vous désirez, sachant que celles-ci seront exécutées automatiquement par le système lors du chargement du DOS et après que vous ayez frappé la date pour être précis. Une des utilisations classiques de ce fichier consiste à y placer ASN W = 1 si vous travaillez avec deux lecteurs. Les possesseurs de terminaux non standard peuvent aussi y mettre les constantes qui leur sont propres au moyen de la commande TTYSET.

Conclusion

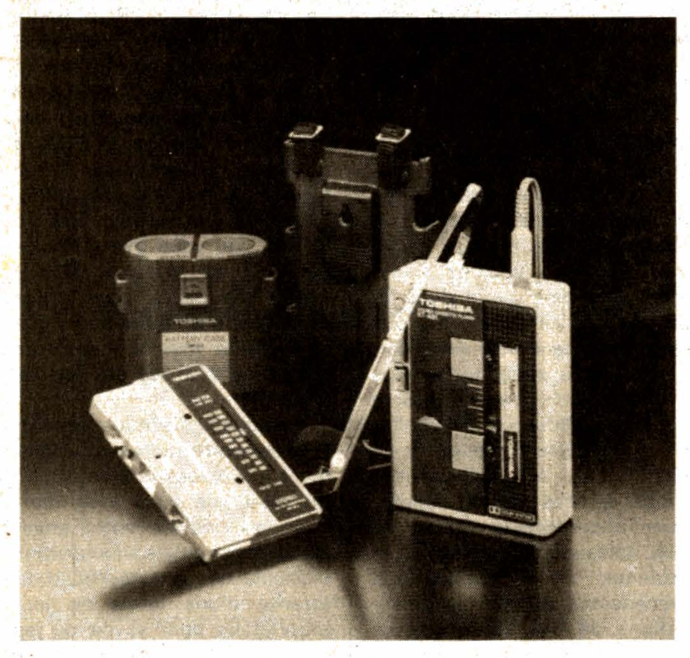
La minceur de ce numéro estival et les fortes chaleurs nous incitent à en rester là. Le mois prochain nous entreprendrons la description du programmateur de PROM qui se raccordera sur votre carte IPT09 fraîchement réalisée ; en attendant et si vous êtes dans ce cas, bonnes vacances...

...à suivre...

C. TAVERNIER

Bloc-notes

Pour les beaux jours : deux nouveautés Toshiba





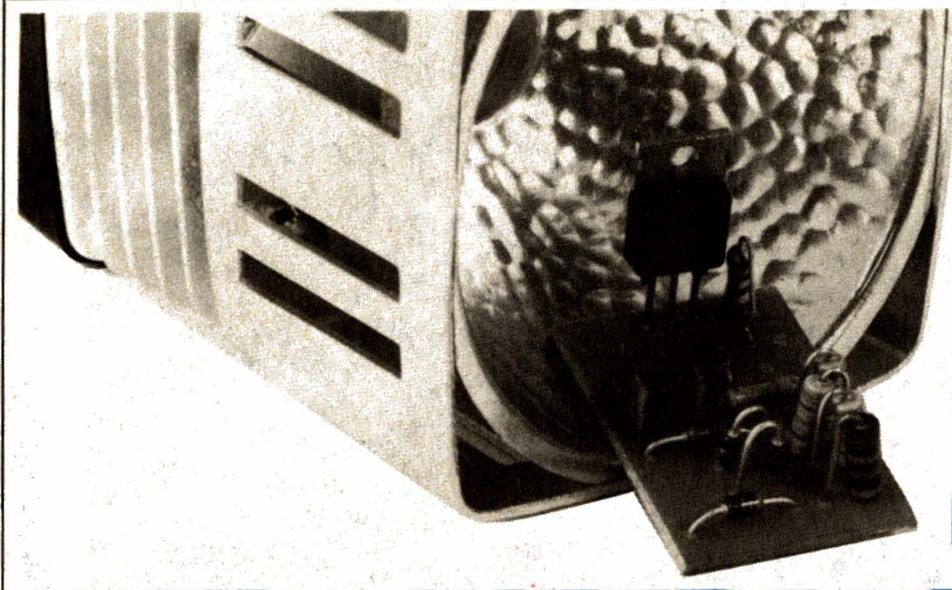
La première s'appelle KT-AS1, c'est un petit Walky à peine plus volumineux qu'une cassette et qui est doué de la double vocation Tuner/Cassette. Très performant, il accepte les bandes normales, chrome et métal. Grande innovation sur ce nouveau Walky, la lecture auto-reverse... Plus besoin de vous arrêter pendant votre jogging ! Il est également doté d'un réducteur de bruit de fond Dolby.

Sa réponse en lecture s'étend de 40 Hz à 16 kHz avec les bandes métal. Sa puissance totale de 40 mW permet un confort d'écoute maximum. La cassette Tuner prévue pour le KT-AS1 comporte deux gammes d'ondes, AM/FM Stéréo. Piles comprises il ne pèse que 290 g, un vrai poids plume...

Le KT-AS1 Toshiba est livré avec un petit casque pliant très pratique de haute qualité.

La deuxième nouveauté Toshiba, c'est le Radio-cassette portable RT-80S. Il s'agit d'abord d'un récepteur très complet quatre gammes d'ondes, OC-PO-GO-FM Stéréo. Sensible et sélectif le RT-80S est doué d'un remarquable confort d'écoute grâce à ses deux grands haut-parleurs.

Pour la cassette il est équipé d'une platine de défilement précise et robuste qui ne craint pas les voyages... Il est possible d'effectuer des enregistrements de bonne qualité en stéréophonie grâce à deux micro électret intégrés.



Réalisez

DEUX INTERRUPTEURS A TRIAC

AVEC les triacs et les diacs, la commutation de puissance ne pose plus guère de problèmes et la souplesse inhérente à ce genre de commande peut être exemplairement mise à profit dans le contrôle des charges aussi problématiques que les lampes à quartz. Les deux montages proposés ici remplacent avantageusement des interrupteurs mécaniques, à la fois fragiles et brutaux.

Interrupteurs à triac

Le montage que nous proposons ici est sans doute l'un des plus simples que l'on puisse concevoir. Il ne comporte en effet que trois éléments, et pourtant nous l'utilisons très souvent pour nos prises de vues. Le but de cet interrupteur électronique est de ménager les contacts d'un interrupteur qui, normalement, doit commuter l'intensité demandée par des lampes à quartz. Ces lampes travaillent à haute température et leur résistance à froid est très basse. Il faut donc, à l'établissement de la lumière, faire passer un courant très élevé. On peut évidemment prendre un interrupteur de fort calibre mais comme nous voulions une commande au pied, nous avons dû nous orienter vers un interrupteur comme ceux utilisés pour les pédales de guitares. Comme ces interrupteurs n'acceptent pas, en général, de forte intensité, nous avons « étudié » ce petit montage qui nous donne toute satisfaction. La figure 1 montre le schéma de cet interrupteur. Il utilise un triac, que nous faisons travailler comme un interrupteur. Ce composant est capable de conduire dans les deux sens et se trouve donc tout à fait adapté à cette fonction. Le principe est le suivant : lorsque l'interrupteur est ouvert, le triac se comporte comme un isolant. Lorsque l'on ferme l'interrupteur, la gâchette du triac va être alimentée par l'alternance positive ou négative. Dès que le courant de déclenchement est atteint, le triac se met à conduire et la gâchette n'est plus alimentée. A chaque passage au zéro du secteur, le triac se bloque et est prêt pour la nouvelle alternance.

Nous avons utilisé ce montage pour commander des lampes halogènes d'une puissance d'un kilowatt : le triac doit être surdimensionné, ce qui nous a conduit à choisir un modèle 15 ampères en boîtier TO 220.

Le second montage que nous proposons est un peu plus élaboré : en effet, nous avons ajouté un circuit de préchauffage servant à allumer légèrement les lampes avant leur plein fonctionnement, ce qui présente un double intérêt : tout d'abord le choc thermique à l'allumage voit son amplitude réduite ; en second lieu, le triac n'aura pas à commuter un courant aussi élevé qu'avec un départ à froid. Le montage fait appel à une commande par diac, sorte de diode zener bidirectionnelle, mais, contrairement à celle-ci, dès que la tension de déclenchement est atteinte, ce composant se met à

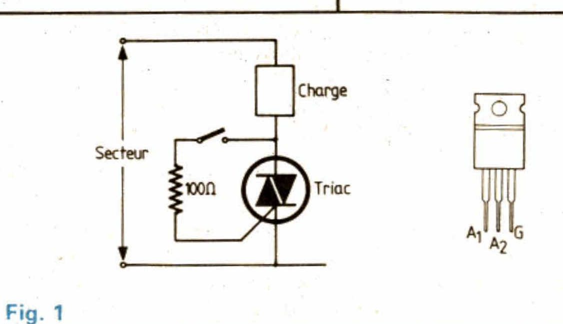
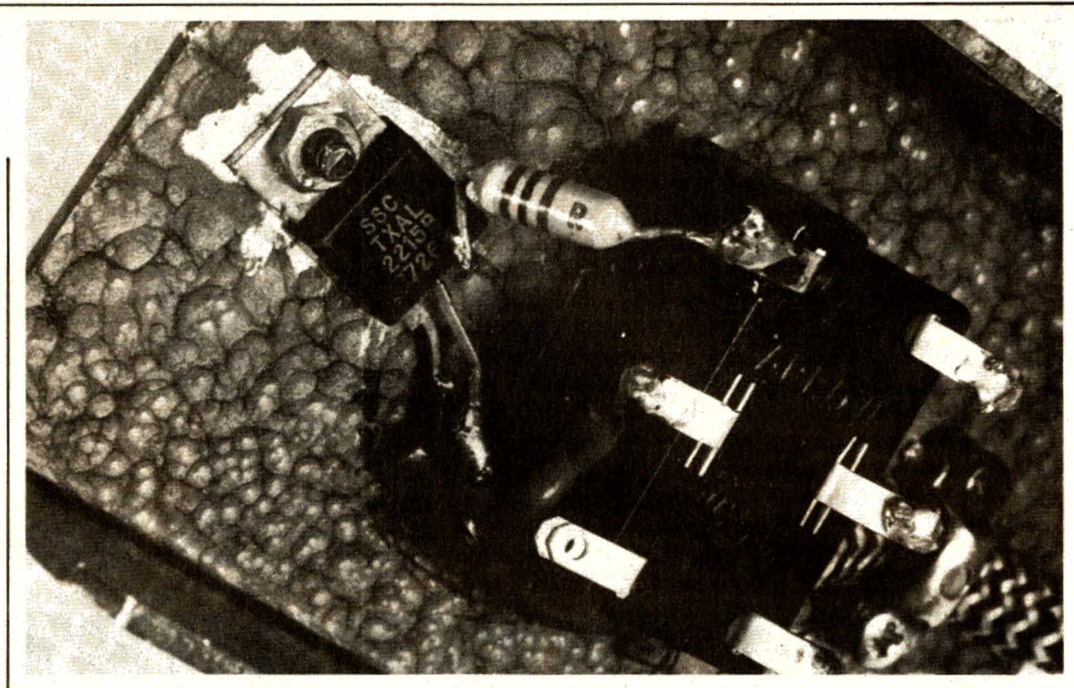


Fig. 1

Photo de titre. – La version avec préchauffage de l'interrupteur. Nous utilisons un montage pour des lampes quartz iode.



Exemple de câblage d'un interrupteur au pied. Le triac est ici monté sur un U servant de support à l'interrupteur et de radiateur pour le triac.

conduire, et la tension à ses bornes devient basse.

Le condensateur C_1 est chargé par la résistance R_3 : au bout d'un certain temps, la tension atteint le seuil de déclenchement du diac ; ce dernier décharge alors le condensateur dans la gâchette du triac. Plus la valeur de la résistance R_3 sera grande et plus le retard sera long. On ajustera sa valeur en fonction du préchauffage désiré, mais elle ne devra pas descendre au-dessous de 10 kΩ. On peut éventuellement remplacer R_3 par une association série d'un potentiomètre de 220 kΩ et d'une résistance de 10 000 Ω. Les diodes et les deux résistances R_1 et R_2 sont là pour décharger complètement le condensateur à chaque passage au zéro de la tension : ce système réduit l'hystérésis du montage. En effet, sans ce dispositif, si on règle un préchauffage léger, le montage pourrait bien ne pas assurer cette fonction : il faudrait alors brancher et débrancher plusieurs fois de suite le montage pour assurer le déclenchement.

Réalisation

Pour le montage de la figure 1, nous ne vous proposerons que le brochage du triac, les composants étant montés directement sur un radiateur qui sert de support pour l'interrupteur. On choisira pour les triacs des modèles dont la partie métallique est isolée de la puce de silicium. En effet, avec un triac non isolé, un petit bout de limaille peut s'introduire entre l'isolant de mica et le boîtier et provoquer un court-circuit. Comme le montage est relié au secteur, il est préférable d'avoir un bon isolement. Pour le second montage, nous avons réalisé un petit circuit imprimé dont le dessin et le câblage sont donnés sur les figures 3 et 4.

Ces montages s'installent en série avec la charge car si le triac vient, pour une raison ou une autre, à se mettre en court-circuit, la charge sera pleinement alimentée, c'est tout. Une charge – surtout s'il s'agit de lampes quartz iode – qui devra être protégée par des fusibles parfaitement adaptés. En effet, ces lampes sont très fragiles – nous l'avons appris à nos dépens – et, lorsque le filament est chaud, un choc appliqué sur la lampe peut entraîner sa destruction ; en l'absence de fusible, la lampe peut exploser ou brûler ce qui se trouve dans son environnement. Ces montages ne sont pas anti-parasités : lorsque l'interrupteur est fermé, les parasites produits sont très faibles. De même, pour le préchauffage : étant donné que les triacs conduisent très tard dans la demi-alternance, l'amplitude du signal transitoire est relativement faible. Par contre, pour l'emploi en gradateur, un circuit anti-parasite est recommandé.

E. LEMERY

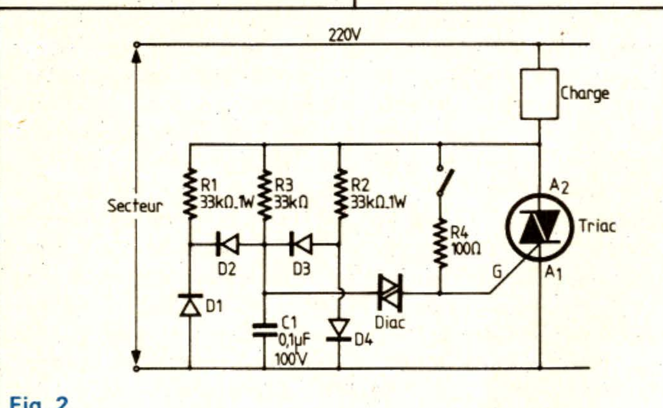


Fig. 2

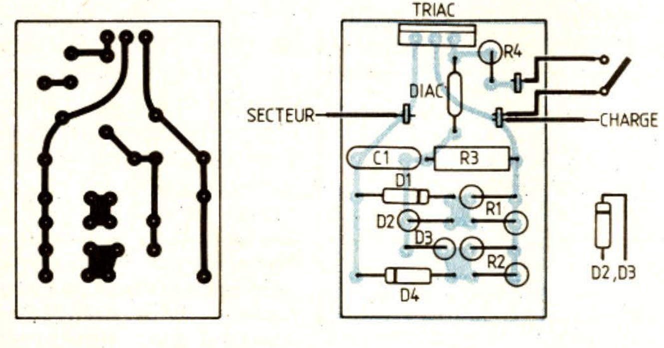
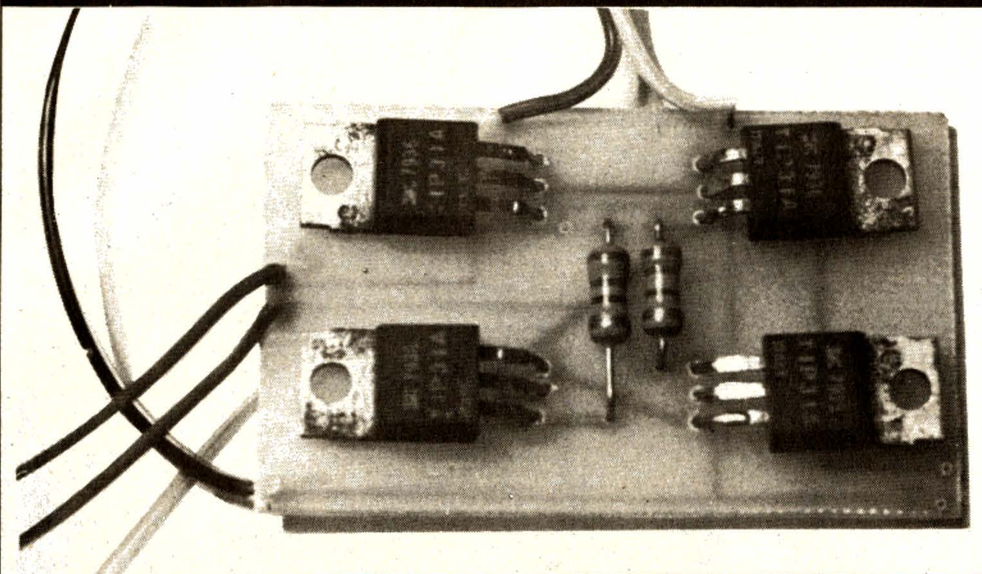


Fig. 3 **Fig. 4**

Nomenclature des composants

R_1 : résistance 32 kΩ 1 W ou 2 résistances de 68 kΩ en parallèle
R_2 : résistance 33 kΩ 1 W ou 2 résistances de 68 kΩ en parallèle
R_3 : résistance 1/4 W 330 kΩ (à modifier en fonction de la charge)
R_4 : résistance 100Ω 1/4 W
D_1 à D_4 : diodes 1 N 4005
Triac : TXAL 2215 (15 A), 2210 (10 A), 228 (8 A) Silec (Thomson) ou autre
Diac : DB 3 Silec (Thomson), ST2 (Général Electric) ou autre.



RÉALISEZ UNE INTERFACE
pour treuil de voile

SOUVENT il arrive, hélas, qu'un servo rende l'âme dans un crash plus ou moins violent. Le boîtier est à jeter, les pignons sont édentés, l'heure de main-d'œuvre (plus TVA) est hors de prix en comparaison d'un servo neuf. Mais, car il y a un mais, l'électronique est intacte. Que pourrait-on bien en faire ? Beaucoup de modélistes aimeraient se payer un petit voilier pour s'amuser un brin, mais redoutent le prix souvent fort élevé d'un treuil de voile. Autre cas de figure : un petit voilier ferait plaisir, mais les commandes de voiles sont encombrantes, un grand voilier prend une place à peine croyable... ! Pour concilier ces impératifs : coût, encombrement, besoin de batterie de puissance souvent chère, nous avons réalisé une interface de treuil de voile.

Par contre, nous dessouderons les fils reliés au potentiomètre en prenant soin de les repérer. Nous relèverons à l'ohmmètre la valeur du potentiomètre d'origine si elle n'est pas clairement indiquée.

Cette partie électronique est constituée d'un circuit intégré, généralement un NE 544.

Nous ne nous étendrons pas sur cette plaque, ses réglages nécessitent un oscilloscope, donc n'y touchons pas, trop compliqué pour nous, restons simples.

Il faut seulement signaler que la puissance de cette plaquette est très faible. Le but de notre interface est de muscler le courant de commande afin de l'appliquer à un moteur plus puissant mais plus gourmand.

Le rôle de commande de puissance simple réclame deux alimentations sépa-

Pour ce faire, nous avons démonté un servo qui équipait une voiture. Un refus de priorité et une borne de stationnement lui ayant été fatal, il ne nous restait qu'une pauvre et misérable petite chose.

Le démontage nous a révélé une petite plaquette d'électronique avec ses fils. Un cordon trois fils, destiné à la sortie du récepteur, et un second cordon trois fils relié à un potentiomètre de 4,7 kΩ et c'est tout.

Nous ne toucherons pas à ces fils reliés au récepteur, de ce côté, rien n'est à modifier.

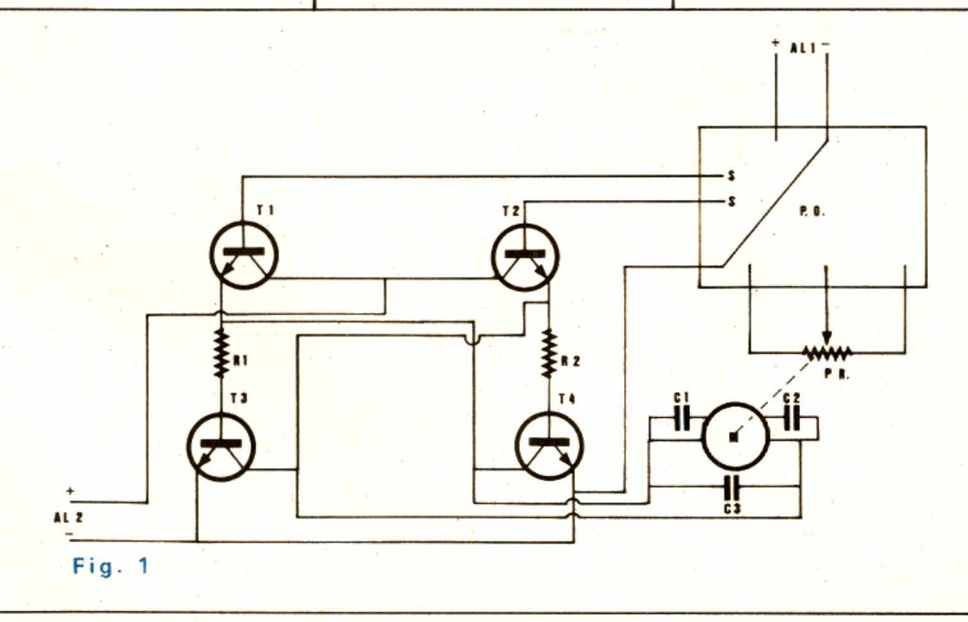
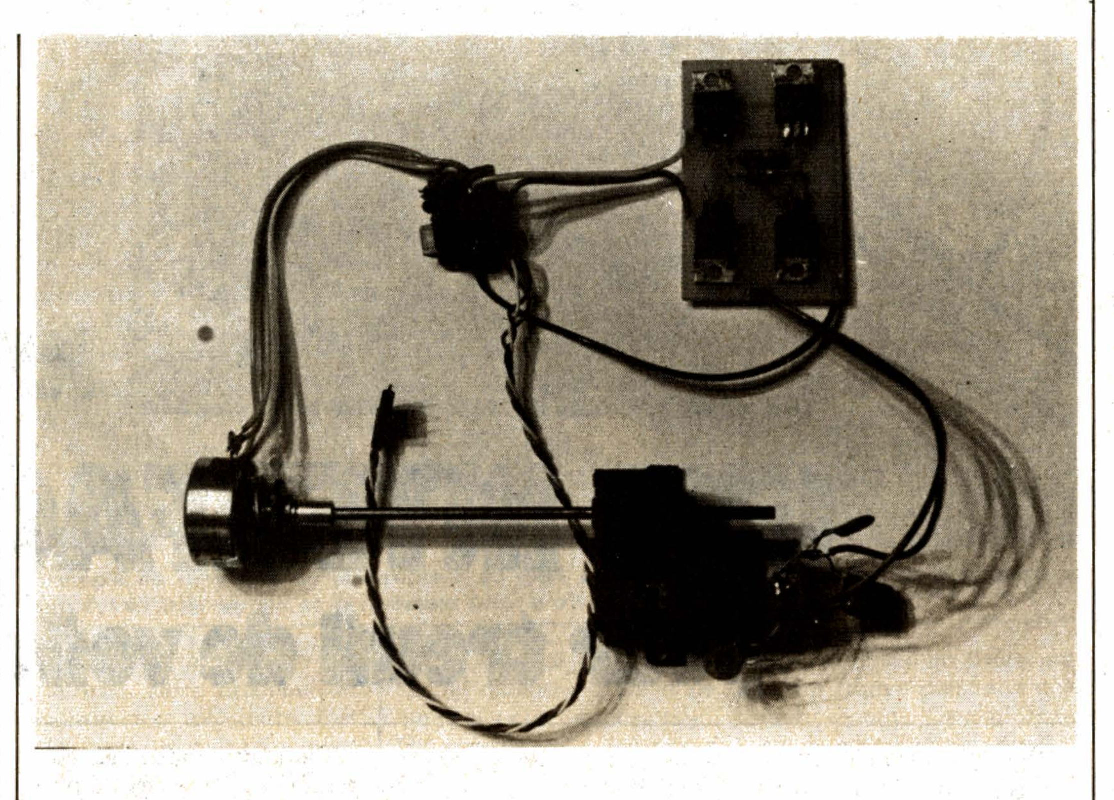


Fig. 1



rées, cela ne nous convient pas du tout. Alors, contournons le problème à l'aide de deux jeux de transistors.

Des transistors NPN de puissance, en montage croisé, conviennent à merveille. Leur type n'est pas critique s'ils sont tous identiques.

Notre choix s'est porté sur des TIP 31 pour l'excellente raison que nous les avions sous la main, que leur taille convenait bien, leur puissance également.

Un petit circuit imprimé, deux résistances et le tour est joué. Nous avons trouvé dans un magasin de jouets un petit moteur de type Mabushi, livré avec tout un assortiment d'engrenages et boîtier réducteur à un prix ridiculement bas pour la qualité du treuil final. L'alimentation de puissance est assurée par... une pile de 4,5 V standard, et cela fonctionne un après-midi sans problème.

Un potentiomètre de type 10 tours est indispensable pour que le treuil tourne suffisamment pour amener une écoute de bôme. L'axe du potentiomètre est percé et collé sur l'axe de force du moteur, très simplement.

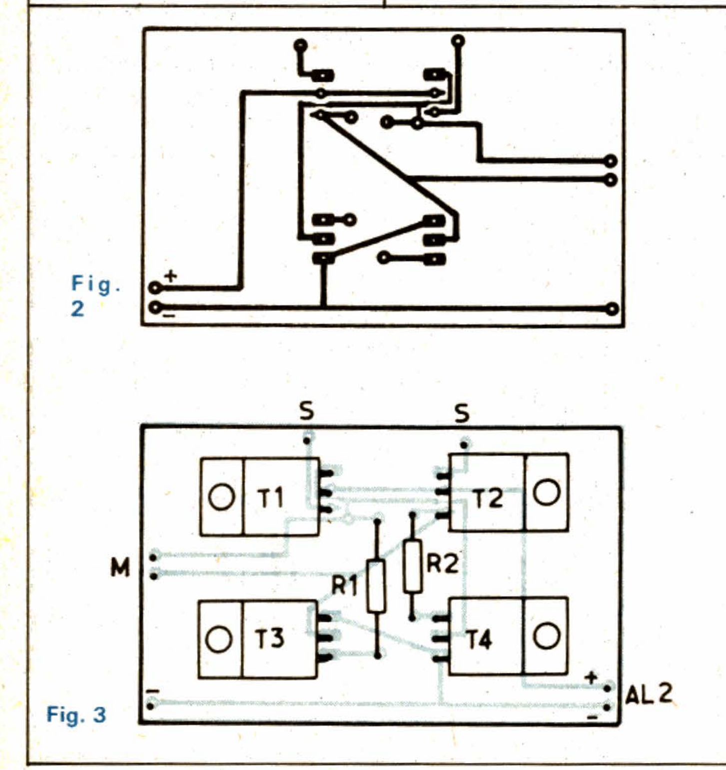


Fig. 2

Fig. 3

Le seul réglage est celui du sens de rotation du treuil, il faut inverser les fils du potentiomètre si la course est en opposition. Un déparasitage du moteur est indispensable pour ne pas affoler le récepteur : C_1, C_2, C_3 s'en chargeront.

N'oubliez pas que la cale d'un voilier est humide, protégez votre montage par une boîte étanche. La méthode la plus économique est la classique baudruche fermée par un élastique bien serré.

– P.O. : sur le schéma, est la plaque d'origine récupérée.

– P.R. : est le potentiomètre de recopie, de valeur identique à celui d'origine, mais en version 10 tours.

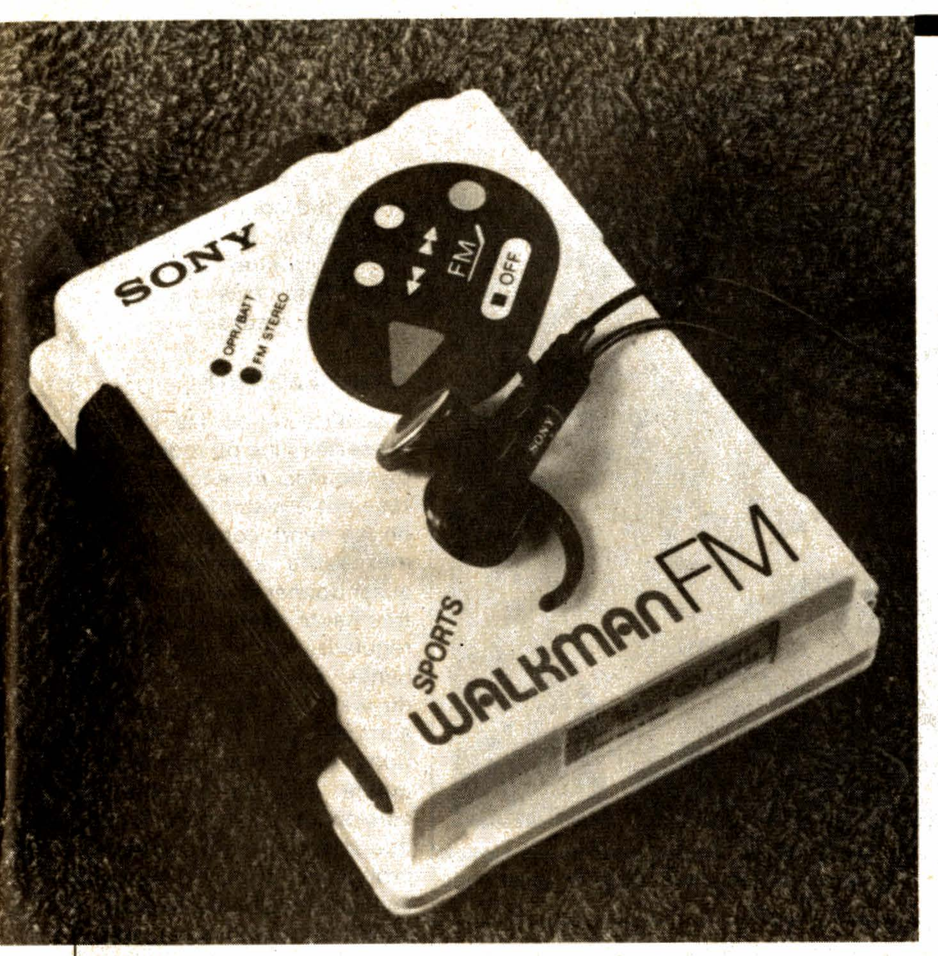
Ce treuil, dont le coût est environ de 100 francs (sans compter le servo de récupération) nous permet de commander un voilier de plus d'un mètre de hauteur de mât (2 mâts) : cela fonctionne bien, c'est très simple. N'hésitez pas, le bord de l'eau est très reposant et un voilier bien construit est si joli.

Naviguez bien !

J. PETER

Liste des composants

T_1, T_2, T_3, T_4 : TIP 31 ou autre.
R_1, R_2 : 220 Ω
Moteur : au choix, préconisé pour un petit voilier le Mabushi avec sa boîte de réduction.
C_1, C_2 * : quelques picofarads (à essayer pur l'antiparasitage) dépend du moteur et de sa puissance.
C_3 * : 68 pF (mêmes raisons que C_1, C_2).
PR : potentiomètre 10 tours de la même valeur que celui d'origine (5 kΩ en moyenne).
AL_2 : valeur selon type de moteur, 4,5 V pour notre exemple (pile).



Le walkman sport de SONY

SONY n'a pas fini de nous étonner. On connaissait depuis quelques années les appareils photos étanches de Nikkon, Fuji et Minolta, mais les plaisanciers n'avaient pas encore le droit de s'abandonner aux joies de l'écoute solitaire de la musique. Le patin, la planche à roulettes s'associaient très bien au walkman mais la planche à voile, non. C'est fini ! Le Walkman Sport que vient de nous présenter Sony devrait faire un tabac, cette année, sur les plages.

Ce petit lecteur de cassette est aussi un récepteur radio ; pourtant, il n'est guère plus grand que ceux que l'on connaît.

Le constructeur lui a donné un air marin en installant la mécanique dans un coffret de matière plastique jaune, épaisse.

Le boîtier se ferme par une grenouillère de matière plastique noire, l'harmonie des teintes est très réussie. Le support de ceinture, lui aussi détachable, est moulé en noir.

Sur la face externe, nous trouvons un clavier, ses touches de couleur ont été imprimées sur une pièce de caoutchouc formant joint d'étanchéité, c'est derrière ce moulage que sont abritées les commandes mécaniques.

La sortie de casque a aussi son étanchéité, lorsqu'aucun casque n'est en place, une petite capsule de caoutchouc vient obturer le trou du jack, son joint, très souple, interdit toute entrée d'eau. La prise d'alimentation externe a reçu le même traitement. Les commandes d'accord et de volume sont obtenues par des boutons rotatifs dont l'axe a été équipé d'un joint torique. C'est un peu dur à tourner mais cela rassure sur l'étanchéité.

Le tiroir à cassette s'ouvre à la manière d'un livre, là, le Walkman Sport doit son étanchéité à un joint entourant l'ouverture.

Le casque est du type sans arceau, il est fourni avec de petites pièces de caoutchouc censées améliorer la tenue à l'oreille, n'ayant pas eu le mode d'emploi au moment de la rédaction de cet article, nous n'avons pas été assez futés pour réussir à les mettre correctement... Les écouteurs ne sont, apparemment, pas étanches, les oreilles suffiront à les protéger.

Le Walkman Sport est alimenté par deux piles de 1,5 V ou par une alimentation externe. Une commutation métal/normal existe à l'intérieur, la position métal est aussi, pour ceux qui ne le savent pas, la position chrome, 70 µs ou CEI II. A côté du sélecteur de bande, nous avons la commutation mono/stéréo si utile pour la réception de la modulation de fréquence.

La FM utilise le fil de casque comme antenne de réception, c'est assez classique, plus besoin d'antenne télescopique mais on devra bien placer son fil pour assurer une réception optimale.

Technique

L'appareil est très nouveau et aucun détail n'a encore filtré. Ce que l'on constate, c'est que l'électronique ne prend pas beaucoup de place, les lecteurs de cassette sont construits en très grande série, ce qui justifie un développement de circuits spécifiques peu gourmands en composants externes. L'intégration du récepteur FM a dû également demander pas mal de prouesses.

Sur le plan mécanique, nous constatons l'emploi de matière plastique, c'est inévitable, mais aussi

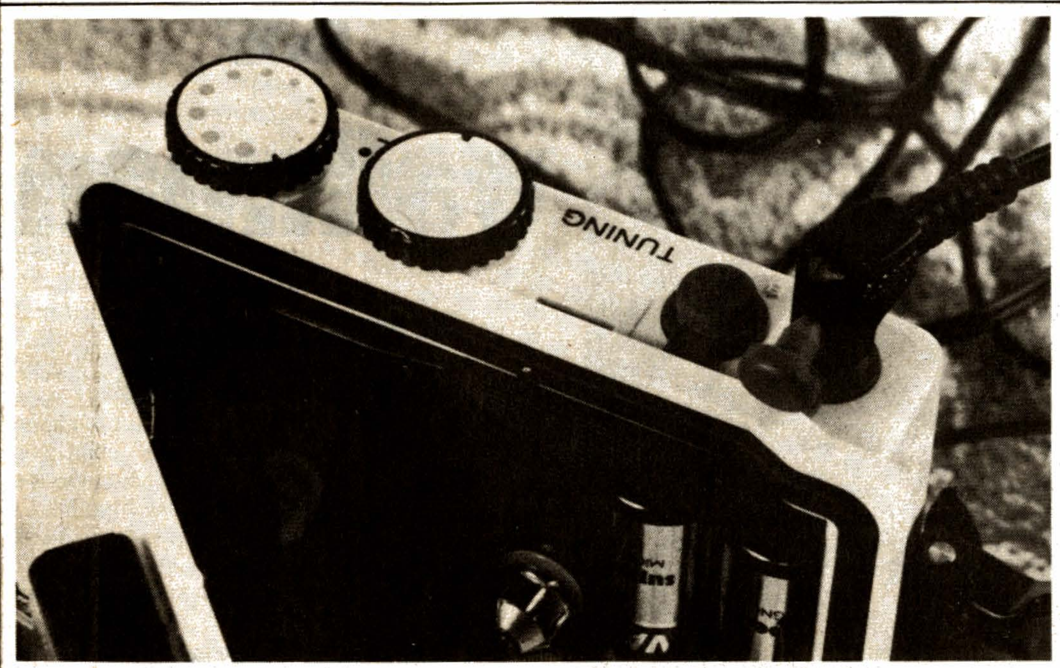


Photo A. – Les commandes rotatives étanches, les sorties de casque avec le capuchon d'étanchéité et le port entourant le compartiment à cassette. Les deux piles trouvent une place à l'intérieur du boîtier.

d'acier inoxydable, ce qui est normal sur un appareil de ce type.

Mesures

Nous ne sommes pas allés tester la résistance à l'immersion de cet appareil. Nous l'avons tout de même placé dans une cuvette d'eau pour constater que l'engin ne flottait pas (il flottera peut-être en eau salée). Une légère augmentation de volume aurait permis de rendre l'instrument insubmersible ! Nous avons testé la précision de vitesse et constaté un écart de + 0,4 %, c'est très acceptable. Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,09 % en mesure pondérée, c'est excellent, le taux de pleurage et de scintillement ne bouge pratiquement pas lorsque le magnétophone est manipulé dans des conditions normales.

La lecture d'une cassette 70 μs nous a donné une idée de la courbe de réponse, la chute par rapport à 333 Hz est de 8 dB à 63 Hz, à 6 300 Hz, nous avons 1 dB et à 10 kHz, 2,5 dB. C'est tout à fait correct.

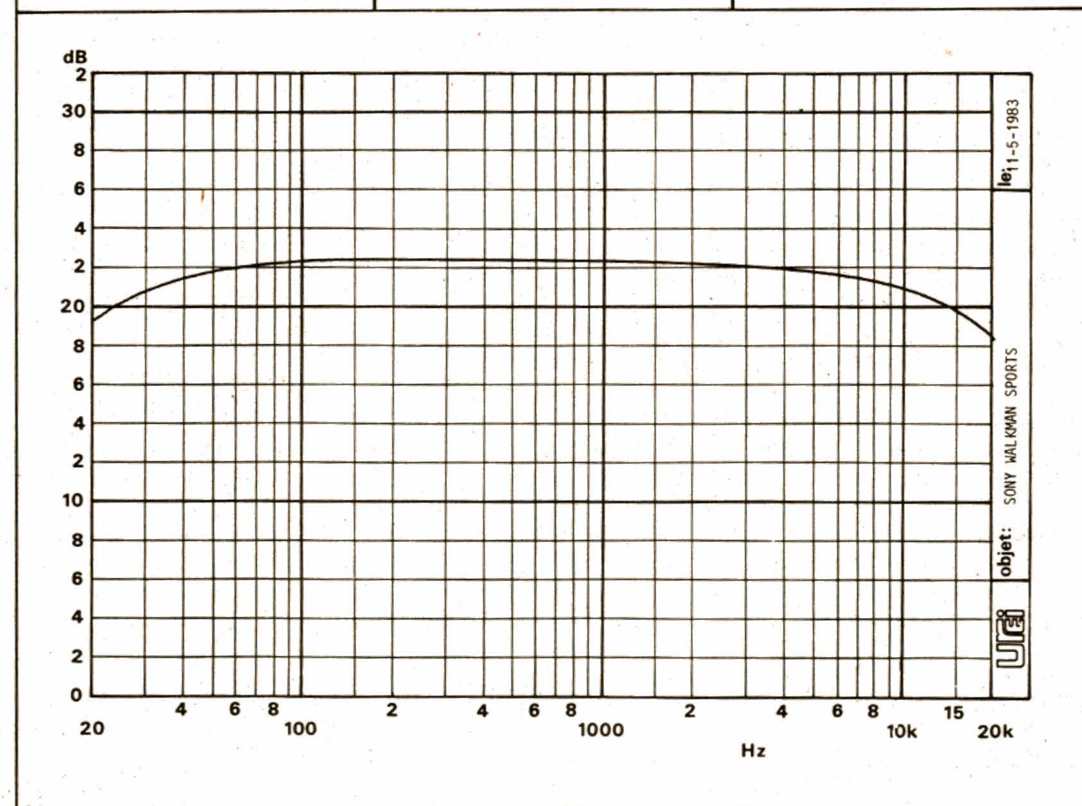
Avec une cassette 120 μs, nous avons – 6 dB à 63 Hz, – 2 dB à 6 300 Hz et – 5 dB à 10 kHz.

La courbe de réponse graphique donne la réponse relevée sur la modulation de fréquence, cette réponse est très régulière, très linéaire aussi.

Conclusions

A l'heure où les radio-cassettes plus ou moins sophistiquées et encombrantes vont envahir les plages, on se rend compte qu'un minuscule appareil peut aussi donner une écoute de très haute qualité, avec une régularité de vitesse étonnante. La version étanche du walkman est une petite surprise que nous donne Sony, on peut se demander quelle sera la prochaine version et s'attendre à ce que d'autres constructeurs proposent, à leur tour, une version étanche de leur appareil. A quand celle pour plongeur, avec écouteurs étanches, eux aussi, à moins qu'il ne s'agisse d'une version « spatiale » !

Etienne LEMERY



Courbe de réponse en fréquence de la section FM du Walkman Sport.

Le «sound burger»

AUDIOTECHNICA



LE Sound Burger, c'est un tourne-disque bizarre, conçu par la firme japonaise Audiotechnica. Le produit est original, à la limite de l'étrange. Le Sound Burger, c'est, pour l'amateur de disque, le compagnon des vacances, un appareil sur lequel il pourra écouter ses galettes de vinyle, n'importe où, sans qu'il lui soit nécessaire de disposer d'une prise de courant. Le Sound Burger est un instrument autonome, c'est aussi l'électrophone du solitaire (à deux !) et comme les haut-parleurs de petite taille restent toujours encombrants, on a préféré l'équiper d'un casque, comme pour un Walkman. Audiotechnica est un spécialiste de la cellule mais aussi du casque, il est donc tout à fait logique qu'un tel produit soit sorti de ses usines.

Le concept

Le Sound Burger d'Audiotechnica c'est une sorte de petit pain (il a la taille d'un bâtard !) mais c'est un disque que l'on placera à la place de la saucisse, un disque qui naturellement dépassera largement le lecteur. Le modèle que nous avons eu était « jaune bouton d'or », d'autres coloris aussi gais sont également proposés.

L'idée du constructeur était de concevoir le plus simple des tourne-disques. Un tourne-disque « normal » possède en fait un plateau de la taille d'un disque avec un bras que l'on monte dans le coin arrière et à droite de la platine. Si on ramène la cellule au centre, on s'aperçoit que ses composants essentiels s'alignent. La platine se résume alors à un bloc de faible largeur.

En fonctionnement normal, le bras pourra prendre une place quelconque en fonction de la lecture. Si tous les composants du tourne-disque sont rassemblés de part et d'autre d'une ligne axe du plateau/axe du bras, le tour sera joué et le tourne-disque sera miniaturisé. C'est ce qu'Audiotechnica a fait et ce lecteur est certainement le moins volumineux du marché...

Pas question ici de mettre un plateau encombrant et lourd, il ruinerait l'aspect du produit. C'est donc le disque qui va lui-même se charger de créer l'inertie nécessaire au fonctionnement correct du tourne-disque.

Le plateau a un diamètre de 88 mm, celui de l'étiquette, et un presseur de caoutchouc entrera en force sur l'axe pour bloquer le disque et le maintenir le plus fermement possible.

Ce plateau est entraîné par un petit moteur à courant continu dont la vitesse est régulée par un système à contrôle du courant et de la tension (montage en pont), grâce à une première courroie intermédiaire et à une seconde courroie allant au plateau. Le double filtrage ainsi réalisé permet d'obtenir un bruit de fond réduit.

Le mini-plateau est fait d'une pièce massive ; on a essayé d'avoir une inertie maximale, inertie qui, malgré la masse choisie, reste faible (l'inertie est proportionnelle au carré du rayon d'un cylindre ou d'un disque...), il faudra donc compter sur le disque.

Le bras est droit, il se termine par une coquille fixe, équipée d'une cellule Audiotechnica dont l'équipage mobile est doté de deux aimants miniatures disposés en V. Le diamant est interchangeable. La force d'appui est réglée une fois pour toutes, et, à l'arrière du bras, une vis maintient le contrepoids pour le transport.

Le déplacement du bras commande la mise sous tension du moteur, aucun arrêt automatique n'est prévu car l'appareil est des-

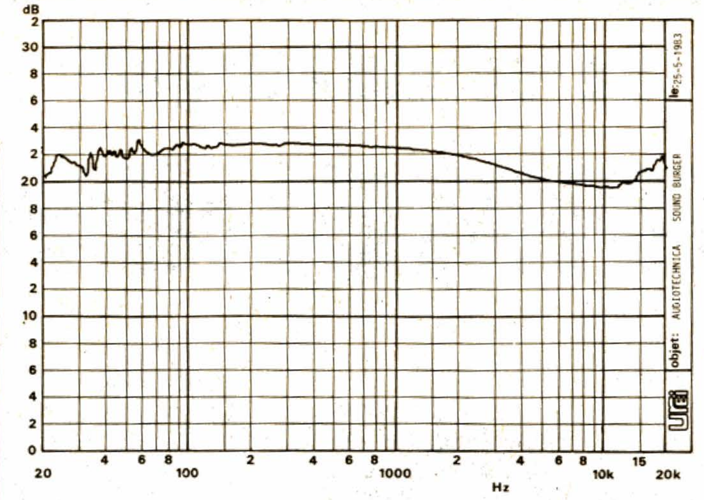
tiné à une lecture au casque, la proximité de l'auditeur et du tourne-disque rendant cet arrêt automatique inutile.

Nous ne trouvons pas non plus de lève-bras ; ce dernier eût pourtant été assez utile.

Comme le bras est rangé en position de lecture ou presque, un interrupteur marche/arrêt a été installé sur l'appareil, une diode LED signalant que les trois piles sont encore en état de fournir l'énergie nécessaire.

L'amplification a été confiée à des circuits électroniques dissimulés dans la base du lecteur : deux prises RCA délivrent un signal de niveau ligne (– 10 dBm soit environ 200 mV), deux jacks stéréo de 3,5 mm sont là pour l'écoute au casque, une écoute contrôlée par un mini-potentiomètre.

Comme le fil du casque peut se prendre dans le disque et détériorer les taux de pleurage et de scintillement, Audiotechnica a installé un guide-fil (qui n'est pas sans rappeler celui des tables à repasser !) et qui éloigne le fil de l'un des casques du disque. Enfin, signalons que l'ensemble repose sur quatre pieds de caoutchouc.



Courbe de réponse en fréquence du « Sound Burger ».

Les mesures

Il était intéressant d'en connaître les performances sans, évidemment, s'attendre à trouver des performances équivalentes à celles d'une platine équipant une chaîne HiFi.

La précision de la vitesse de rotation est de 0,6 % aux deux vitesses, ce qui est tout à fait correct.

Le taux de pleurage et de scintillement souffre de la faible inertie du plateau ; nous avons mesuré ici 0,18 % à 33 t/mn et 0,16 % à 45 t/mn, pour cette dernière mesure, nous utilisions un disque de 30 cm de diamètre, disque de type « maxi » et dont l'inertie est supérieure à celle d'un 45 t de 17 centimètres de diamètre.

Le rapport signal/bruit est de 35 à 40 dB sans pondération ce qui constitue une bonne performance. En mesure pondérée, nous avons obtenu 65 dB à 33 t/mn, et 61 dB à 45 t/mn, deux bons résultats.

La courbe de réponse en fréquence de l'ensemble cellule plus préamplificateur interne est donnée graphiquement. On note un creusement de l'aigu mais tout cela reste très correct. Le niveau sonore dans le casque peut atteindre plus de 100 dB sans distorsion audible.

Conclusion

Ce petit tourne-disque est un instrument intéressant à emporter en vacances. Il ne coûte pas trop cher et assure une audition de qualité correcte, si vous ne le secouez pas trop. La conception en est simple : c'est une qualité que l'on appréciera. Attendons maintenant une version pour Compact Disc !

E.L.

Bloc-notes

La protection des composants sensibles contre l'électricité statique

L'utilisation croissante de l'électronique dans l'industrie aéronautique et spatiale, pose le problème de la protection des composants sensibles contre les effets de l'électricité statique : destruction ou dégradation des semi-conducteurs.

Afin de prévenir ces dommages, 3M propose un système complet de protection basé sur les deux principes suivants :

- manipulation de tous les composants sensibles sur des zones protégées ;
- transport de tous les composants sensibles dans des emballages conducteurs.

Le système 3M offre une protection totale par la mise à la terre des corps conducteurs, d'une part, et l'ionisation des corps non conducteurs, d'autre part.

Ainsi, pour la manipulation lors de la réception, du montage ou de l'emballage des composants sensibles, 3M préconise la mise en place de postes de travail en matériaux conducteurs. Ce poste de travail comporte un tapis de sol avec fil de terre muni d'une résistance d'un mégohm, un dessus de table relié au tapis de sol et un bracelet de mise à la terre.

Des appareils ionisants – soufflerie, pistolet – permettent de neutraliser l'électricité statique sur les corps non conducteurs. Des ensembles conducteurs souples ou rigides – sacs, boîtes, containers, réglettes... – permettent le transport et le stockage des composants électroniques sans risque de détérioration. Ces ensembles constitués de plastique conducteur dans la masse résistent aux produits chimiques, aux chocs et en température.

UN SALON DE LA RADIO A CHATELGUYON

Le 1er Salon de la radio de Châtelguyon aura lieu du 14 au 17 juillet 1983 dans le hall des expositions de la Mouniaude.

Cette manifestation, ouverte à tous (entrée libre), constituera un panorama complet du monde de la radio.

Un grand nombre de matériels sera exposé : équipement des stations de radiodiffusion, émetteurs-récepteurs CB, radio-amateurs, DX-radiodiffusion, auto-radio, matériel de réception grand public...

Des animations seront proposées au public : émissions en direct de radios locales, radio-guidage, expériences d'émission-réception en direct, points de rencontre, spectacle de variétés...

Radiocassette PANASONIC RX 5025



LA radiocassette Panasonic RX 5025 est un appareil dans la plus pure tradition du genre. Pas un geste n'a été accompli par le constructeur, ce qui est louable, pour faire passer ce poste pour HiFi.

Le récepteur à cassette de Panasonic a donc conservé une ligne que l'on peut qualifier d'ancienne. Pas de lignes bien carrées comme chez les autres constructeurs mais des angles arrondis et une face dont le cadran est présenté légèrement en oblique, de façon à assurer la meilleure lisibilité possible de l'échelle des fréquences. Les matières plastiques sont à l'honneur avec les gris métallisés habituels. Les haut-parleurs ont tous été entourés d'un jonc chromé avec un cerclage hachuré d'une esthétique contestable.

Les deux haut-parleurs de grave se voient bien derrière leur découpe circulaire protégée par une grille. D'autres enjoliveurs marquent l'emplacement des deux micros. Au centre de l'appareil, nous trouverons le tiroir à cassettes associé à un clavier à touches à grande course.

La plupart des commandes ont été placées sur le dessus de l'appareil, sous une poignée de transport couvrant toute sa largeur.

La section radio comporte quatre gammes d'ondes. Les amateurs d'ondes courtes apprécieront la couverture de 5,8 à 18 MHz en une seule gamme. L'accord se fait par deux boutons, un pour le réglage d'approche, l'autre pour le réglage fin, c'est très utile en ondes courtes.

La réception des ondes longues et moyennes se fait par un cadre ferrite, l'orientation du récepteur assurera la réception optimale. Pour la FM et les ondes courtes, on fera appel à l'antenne télescopique. Panasonic a prévu une amélioration de la réception par l'intermédiaire d'une antenne externe, deux prises à ressort permettent ce branchement ; en fait, une seule antenne peut être branchée à la fois.

Les commandes de l'amplificateur se réduisent à un potentiomètre de volume, un potentiomètre de grave/aigu (un seul bouton) et un potentiomètre de balance. Le sélecteur d'entrée commutera la radio ou le magnétophone, il assure aussi un mode sommeil. L'appareil se met automatiquement à l'arrêt une fois la cassette terminée. En fonction sommeil, on écoute la radio mais on consommera de l'énergie supplémentaire pour arrêter l'appareil. Ce n'est pas très important avec l'alimentation secteur mais cela le devient avec les piles. Bien entendu, en lecture de cassette, la coupure est automatique en fin de cassette.

Une entrée externe, sur prise DIN, permet d'injecter directement dans l'appareil un signal audio. Cette entrée DIN est à basse tension d'entrée et faible impédance, on devra parfois atténuer, par résistance série, la tension venue d'un appareil à haut niveau de sortie et impédance relativement basse. L'introduction d'une fiche DIN coupe automatiquement les entrées micro, c'est le même préamplificateur qui est utilisé ici.

Un système de commande automatique de niveau évite une saturation, le niveau d'enregistrement ou celui de l'audio en général est indiqué par diodes électroluminescentes.

Le clavier est mécanique, il faut exercer une certaine pression pour commander la mécanique. Pour l'enregistrement, l'enfoncement de la seule touche d'enregistrement est suffisant. La touche de pause

est commune à celle d'éjection, ce n'est pas toujours très pratique ; par contre, nous avons apprécié la possibilité d'écoute à grande vitesse par combinaison des touches de lecture et d'avance ou de retour rapides.

Le sélecteur mono/ stéréo sert ici à changer la fréquence de l'oscillateur du magnétophone pour éviter les interférences lors de l'enregistrement d'un programme radio MA. Ce sélecteur vous donne aussi un effet d'ambiance, il s'agit, en fait, d'un expanseur stéréo utilisant des inverseurs de phase. Le procédé est connu et arrangé à sa propre sauce par chaque constructeur.

L'alimentation est confiée à six piles cylindriques qui délivreront une tension de 9 V. Sur le côté, une prise permet d'adapter le récepteur au secteur, un sélecteur de tension offre le choix de sa tension secteur : 110/115 V, 115/127 V, 200/220 V et 230/ 250 V. L'appareil est livré sur cette dernière position, c'est celle-ci que nous avons utilisée pour essayer l'appareil.

Mesures

Commençons par la puissance de sortie. L'appareil dispose d'une paire d'amplificateurs qui ne sont pas montés en pont, on ne pourra donc pas s'attendre à disposer d'une puissance de sortie élevée.

Cette puissance est de deux fois 0,72 W sur charge de 4 Ω. Comme les sorties peuvent accepter 3 Ω, on pourra tirer une puissance de sortie un peu plus élevée. Précisons également que la tension secteur était de 220 V et que le sélecteur de tension était sur 230 V, position d'origine. A cette puissance de sortie, le taux de distorsion harmonique est de 1 % environ.

Le taux de pleurage et de scintillement du lecteur enregistreur est de 0,25 %. La précision de vitesse est de + 1,1 %, c'est encore acceptable.

Les courbes de réponse relevées sur entrée DIN et en FM montrent le profil un peu particulier dû, sans doute, au correcteur de timbre. La bande passante est suffisante, elle ne descend pas trop loin dans le grave, ce qui est préférable avec des petits haut-parleurs.

Les autres courbes de réponse en fréquence montrent la réponse du magnétophone à cassette en enregistrement suivi d'une lecture pour les deux types de cassette. La réponse monte à plus de 10 kHz avec un meilleur résultat pour le type II.

La consommation est exemplaire, n'oublions pas que le Panasonic n'a besoin que de six piles.

Conclusions

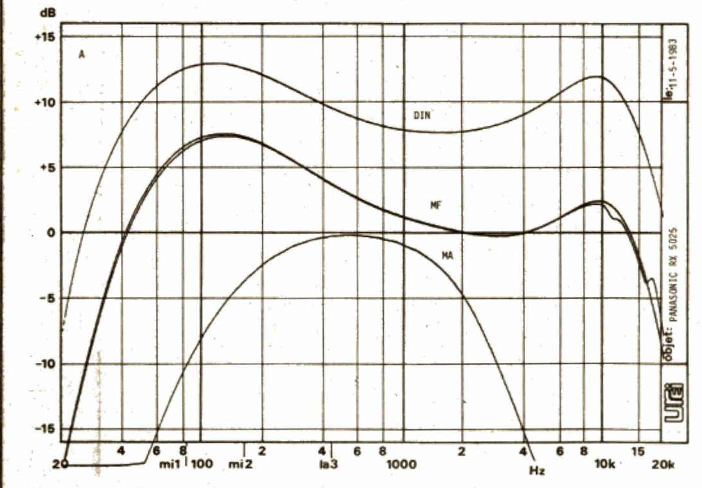
Ce récepteur radio est classique dans l'ensemble, on y trouvera cependant tout ce que l'on peut demander. On appréciera le nombre réduit de piles d'alimentation, on sera moins surpris du prix au moment du changement des piles qu'avec de plus gros appareils ! La fonction sommeil intéressera certainement ceux qui aiment s'endormir bercés par la musique et qui ne veulent pas faire tourner leur machine toute la nuit.

Consommation, 6 éléments 1,5 V (avec un niveau sonore de 80 dB SPL)

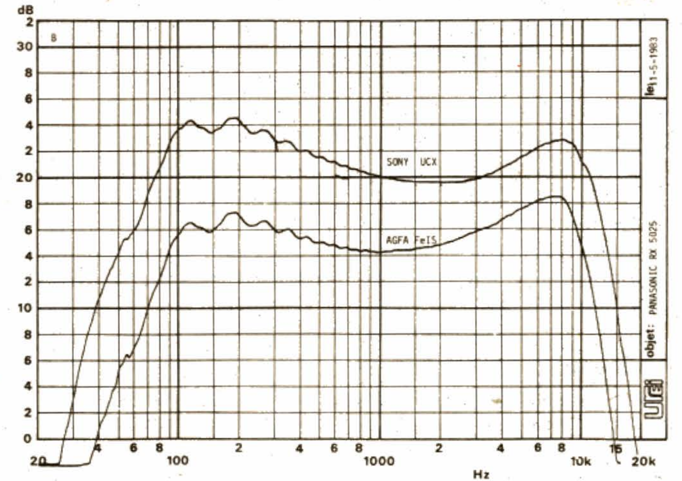
Grandes ondes	FM stéréo	Magnétophone lecture	Magnétophone enregistrement
150 mA	160 mA	220 mA	300/350 mA

EN BREF

+ **Simplicité**
+ **Consommation réduite**
+ **Entrée d'antenne**
+ **Fonction sommeil**
+ **Sélecteur de tension secteur**
– **Correction de timbre**
– **Clavier « dur »**



Courbes A. – Nous avons ici un relevé des aigus et des basses, c'est assez classique avec le correcteur de timbre mono bouton employé ici, cette réponse est sans doute volontaire, elle est associée aux haut-parleurs. En FM, la remontée du grave est un peu plus importante et le filtre anti-interférences présente une coupure douce.



Courbes B. – Nous retrouvons ici la remontée de grave et d'aigu de la partie amplificatrice. La réponse en fréquence ne va pas trop haut, l'ensemble est équilibré.



LE LECTEUR DE COMPACT DISC SONY CDP 101

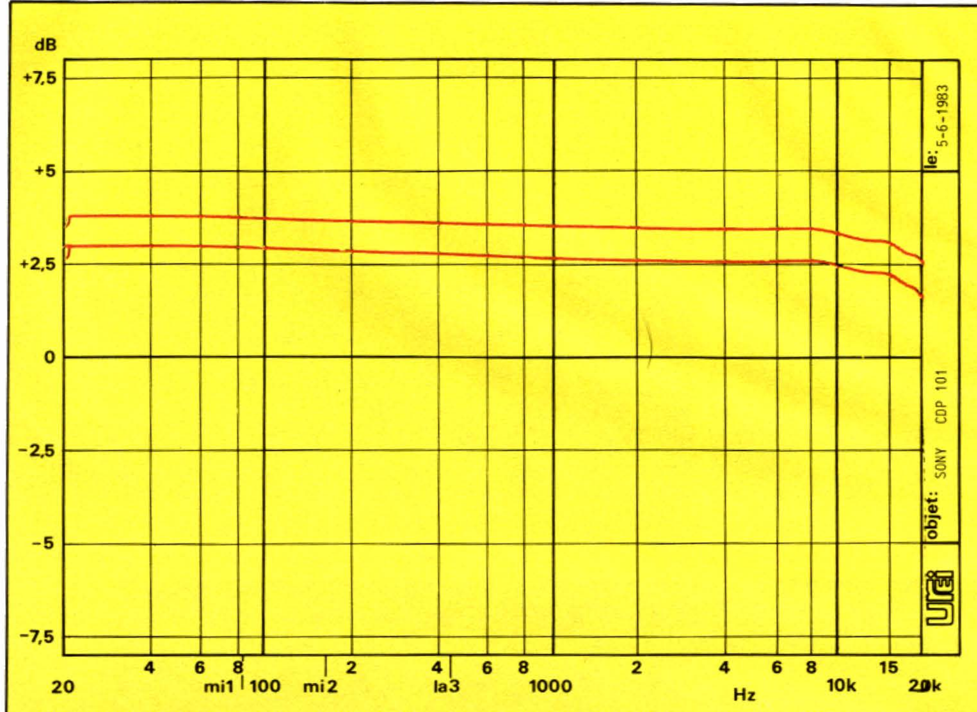
Dans notre numéro 1688, de janvier 1983, nous vous avions présenté, en quasi-exclusivité, le lecteur de Compact Disc Sony CDP 101, qui était l'un des premiers appareils de ce type à être disponible sur le marché français.

A cette époque, nous n'avions pas à notre disposition de disques de mesure ; c'est pourquoi nous n'avions pu vous en présenter qu'une description, que nous complétons aujourd'hui par le résultat de nos tests habituels.

Rappelons que Sony est, avec Philips, l'un des créateurs du Compact Disc.

LE LECTEUR DE COMPACT DISC SONY CDP 101

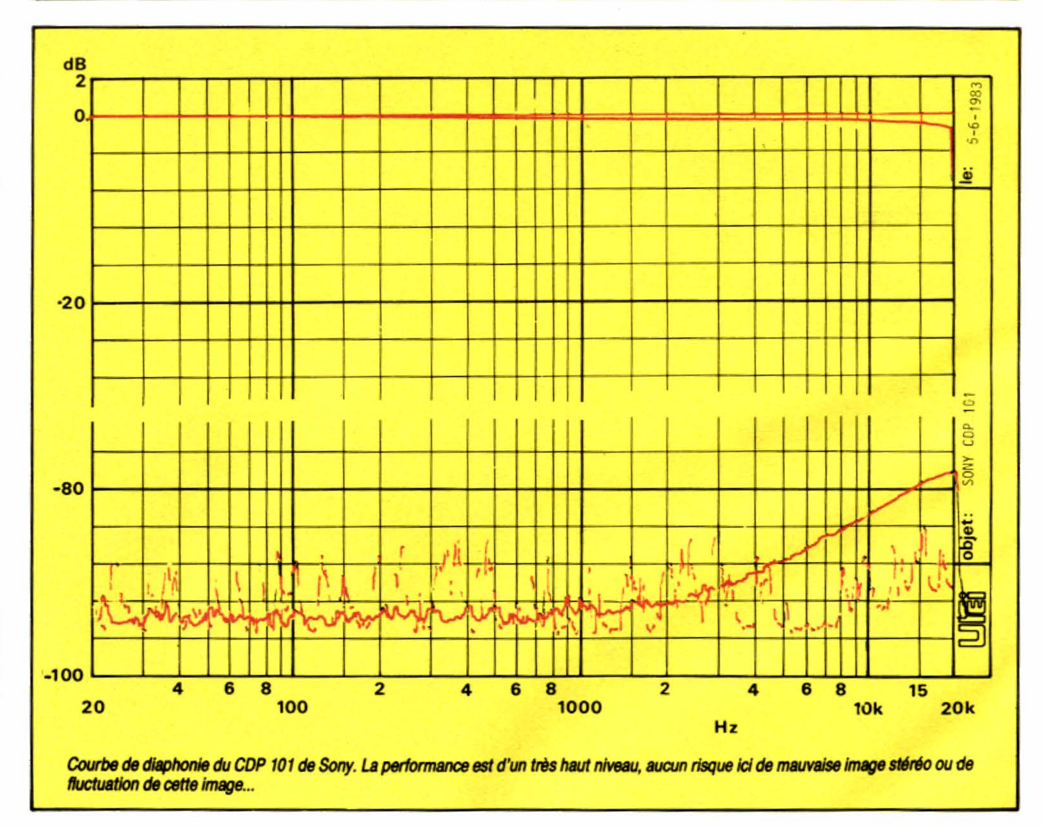
Sans utiliser le filtre Philips passe-bas, nous avons mesuré un rapport signal/bruit de 96 dB. Avec le filtre, on passe à 96,8 dB. Ces valeurs se passent de commentaires !



Courbes de réponse des deux canaux ; c'est très linéaire, comme pour tous les lecteurs de disques de ce type. Notons tout de même une différence de niveau de sortie entre les deux voies.

LES DEFAUTS DU DISQUE

Philips édite un disque de tests sur lequel des défauts de surface volontaires ont été provoqués.
Le lecteur qui nous a été confié est capable de lire ce disque presque à la perfection. Les dernières plages ont parfois un peu de mal à passer ; on note quelques petits défauts à l'écoute.
Avec la pratique que nous commençons à avoir de ces appareils, nous constatons qu'il ne faut pas incriminer dans ce cas le système d'interpolation ou de détection et de correction des erreurs. En effet, nous avons de bonnes raisons de penser (nous essayerons de le vérifier) qu'il s'agit ici, pour des défauts de longue durée, d'une erreur de lecture imputable au système d'asservissement du faisceau laser sur la piste. En cas de rupture de l'information, l'équipage mobile tend à prendre une position de repos qui n'est pas obligatoirement la position neutre, celle correspondant à l'erreur nulle et, par suite, l'absence de courant de commande dans le « moteur » empêche le suivi de piste. Il s'ensuit une perte de sillon dont la durée sera plus grande que celle de la cause. A la limite, on observera un véritable déraillement avec formation d'un sillon fermé, d'une lecture accélérée ou d'une lecture avec retour en arrière.
Les différences de sensibilité aux perturbations, relevées sur plusieurs échantillons d'un même lecteur, montrent des différences très sensibles ; pourtant, l'électronique numérique est la même.



Courbe de diaphonie du CDP 101 de Sony. La performance est d'un très haut niveau, aucun risque ici de mauvaise image stéréo ou de fluctuation de cette image...

CONCLUSIONS

Le lecteur CDP 101 de Sony nous a paru tout à fait au point. Nous avons, à l'occasion de ces mesures, pu refaire connaissance avec lui, après avoir eu bien d'autres appareils entre les mains. Une reprise en main de ce style, bien qu'un peu trop brève, nous a permis également de vous présenter les mesures qui manquaient à notre premier essai. La machine est presque parfaite et n'a rien à envier à beaucoup d'autres lecteurs concurrents. Vous aurez en prime sa télécommande à infrarouge, un tiroir motorisé spectaculaire, et des dimensions à l'échelle du disque..
E. LEMERY

Traitement numérique d'une information audio

PAR MODULATEUR DELTA ET COMPRESSEUR-EXPANSEUR

DBX modèle 700

ON sait le prestige dont jouissent, surtout aux Etats-Unis dans le secteur professionnel, les enregistrements magnétiques, numériquement codés, des messages audio de toute nature ; principalement destinés (pour le moment) à l'édition phonographique (le magique « Digital », sur la pochette d'un disque, fait beaucoup pour son succès – cet engouement est peut-être discutable ; mais il est presque impossible d'aller à contre-courant). Parallèlement aux contestations, toujours renaissantes, relatives aux normes internationales applicables à la méthode généralement adoptée (« M.I.C. »), consistant à coder numériquement l'amplitude (mesurée linéairement) d'échantillons impulsionnels du signal audio, prélevés à fréquence suffisamment élevée, se greffe une nouvelle question importante, d'ordre économique. Le traitement numérique de l'information, tel qu'il est généralement conçu actuellement, est très onéreux. Aux U.S.A., un convertisseur analogique-numérique (pour deux canaux stéréophoniques) de classe professionnelle, donc utilisant 16 bits, se situe au minimum vers 30 000 dollars (sans compter l'enregistreur vidéo haut de gamme – « U-Matic » – qui doit nécessairement le compléter). Or il existe, toujours aux USA, de nombreux petits studios professionnels, d'excellente réputation, exécutant des travaux très soignés (surtout à l'intention de l'industrie phonographique), auxquels l'avènement du magnétophone numérique porta un coup très dur ; car ils se trouvaient dans l'incapacité d'investir les sommes nécessaires à de nouveaux équipements aussi coûteux. Selon Barry Blesser (J.A.E.S. octobre 1978), de nombreux professionnels, face au « numérique », se posèrent surtout la question : « Sera-t-il possible de s'en passer ? » Le problème semblait techniquement et économiquement insoluble, par les méthodes classiques. Restaient des méthodes moins classiques, habituellement peu appréciées, dont il restait à prouver l'efficacité. C'est aujourd'hui chose faite ; car, à Anaheim (Californie), à l'occasion du 72e Congrès de « l'Audio Engineering Society » (octobre 1982), la firme « DBX INC. » (spécialiste des réducteurs de bruit) a pu démontrer le prototype d'un nouvel appareil de traitement numérique d'une information audio analogique (« DBX Model 700 Digital Audio processor »), exploitant le système de « modulation Delta », pouvant rivaliser, auditivement, en stéréophonie, avec les meilleurs codeurs « M.I.C. », travaillant avec 16 bits. Tout cela pour un prix de l'ordre de 4 à 5 000 dollars (1/6 environ du convertisseur classique). Un prototype de cet appareil (il sera commercialisé en 1983) a déjà été soumis, aux studios « Crescendo Recorders » d'Atlanta, à de sévères épreuves opérationnelles, où il était en compétition avec le réputé convertisseur « SONY PCM 1610 » (plus de 60 000 dollars). Dans l'un et l'autre cas, l'enregistreur vidéo était un « U-Matic » de Sony. Le jury, composé presque exclusivement de professionnels, n'a pu finalement départager les deux modes de traitement de l'information numérique audio, car, même s'il apparaissait une différence perceptible, il était pratiquement impossible d'exprimer un choix préférentiel.

L'exploit de « D.B.X. » signifie donc la possibilité pour des petits studios professionnels (voire même amateurs fortunés) d'aligner leurs performances sur celles des grandes firmes, sans pour autant risquer la ruine. Il vaut donc la peine d'examiner, même schématiquement, les procédés par lesquels de tels résultats ont pu être obtenus.

La modulation « Delta »

Cette méthode de codage numérique, d'une information de fréquence relativement basse, n'est pas neuve. Elle fut inventée, en 1946, par un Français, E.M. Deloraine, associé à S. Van Mierlo et B. Derjavich (le brevet français, N° 932140, fut accordé en avril 1946, et le brevet américain U.S. N° 2 629 857, en février 1953). Sans doute, les inventeurs avaient-ils des liens avec la Société Philips ; car la première étude théorique fut publiée par « Philips Research Report », en 1952, sous la signature de F. DeJager, avec un titre assez curieux, « Delta Modulation, a Method for PCM transmission, using a 1 bit Code » (La modulation Delta, une méthode de transmission par impulsions codées, n'utilisant qu'un seul symbole numérique). Par la suite la modulation Delta, sous diverses formes, suscita de nombreux travaux ; car, même si elle fut jugée (jusqu'à la récente contribution de « DBX ») impropre à la haute fidélité, elle paraissait fort intéressante en divers autres secteurs (télémétrie, téléphonie...), où l'on appréciait sa simplicité et son économie.

A) Théorie élémentaire de la modulation Delta linéaire

Comparés à la « M.I.C. » les moyens mis en œuvre pour la modulation Delta sous sa forme initiale, dite aussi à intégration linéaire (celle de DeJager), sont dérisoires. Pour l'essentiel, (fig. 1), le convertisseur analogique numérique se compose d'un comparateur, commandant une bascule, engendrant à la fréquence d'échantillonnage f_e (on note $1/f_e = \theta$), aux instants $t_n = n\theta$ ($n = 0,1,2,3,4,...$), de très brèves impulsions I_n de même amplitude V (échelon d'échantillonnage), soit négatives (– V), soit positives (+ V). Le tout se complète d'un sommateur idéal fournissant continuellement la valeur de la somme algébrique

$$g(n) = \sum_1^n I_n.$$

Il en sort une fonction en escalier, $g(t) = g(n)$, pour $n\theta \leqslant t \leqslant (n+1) \simeq \leqslant \theta$. A l'entrée non inverseuse du comparateur est appliqué le signal d'entrée s(t) (préalablement limité supérieurement en fréquence, par filtre passe-bas, à 20 kHz, comme cela se pratique en « M.I.C. ») et, à l'entrée inverseuse, la fonction G(t).

Lorsque survient le signal d'horloge t_{n+1}, au temps $(n+1)\ \theta$, le comparateur détermine le signe de la différence $s(t) - G(t)$. Si elle est positive, la bascule émet simultanément une impulsion (+ V) ; sinon l'impulsion est négative (– V). Telle est la règle déterminant le signe des impulsions. Finalement, le codeur numérique final traduit + V par 1 et – V par 0, et le message transmis à l'enregistreur se compose d'une suite de 0 et de 1 et, comme l'avait annoncé F. DeJager, le codage n'utilise qu'un seul symbole numérique, à chaque signal d'horloge. La figure 2 est un exemple de ce qui peut s'obtenir et le codage correspondant (naturellement, il conviendra de compléter le véritable message numérique de symboles redondants, pour détecter les erreurs et, aussi, de prendre toutes mesures utiles pour annuler la composante continue de l'enregistrement). Ce n'est pas nouveau, les solutions ne manquent pas. Si, par miracle, on avait exactement à l'instant t_{n+1} une parfaite égalité entre $s(t_{n+1})$ et $G(t_{n+1})$, la bascule émet, selon les circonstances, une impulsion négative ou positive ; cela ne tire pas à conséquence. De même, si le signal d'entrée est nul, on s'arrange pour que le codeur émette spontanément une série alternée de 0 et de 1 (donc suite d'impulsions –V, +V).

La conversion réciproque numérique-analogique est

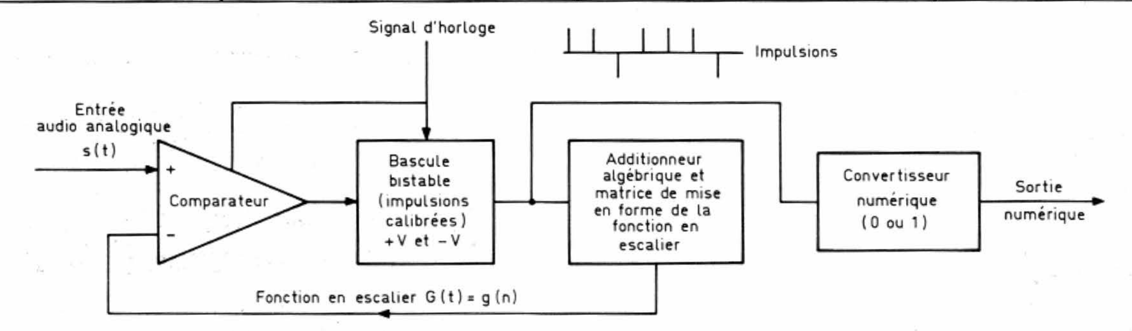


Fig. 1. – Schéma de principe d'un codeur numérique en modulation Delta linéaire. Le signal d'horloge commande les interventions du comparateur, donc la production des impulsions successives, avec le signe convenable, engendrant la fonction en escalier G(t), dont les paliers successifs durent $\theta = 1/f_e$. A la sortie, le convertisseur numérique traduit par 0 ou 1 les impulsions respectivement négatives ou positives.

Fig. 2. – Résultat d'un codage Delta linéaire, dans un cas idéal. L'analogie avec une modulation, par impulsions d'échantillonnage, est très nette ; à cela près que l'erreur consentie atteint la grandeur d'un échelon entier, alors qu'avec les impulsions codées, cette erreur ne dépasse pas le demi-échelon.

également très simple (fig. 3). A l'entrée numérique se place un générateur d'impulsions de même amplitude V que celles de la bascule précédente. Ces impulsions, traitées par le même sommateur qu'en figure 1 et sous le contrôle des signaux d'horloge, redonnent la fonction en marches d'escalier G(t), comme pour une « M.I.C. ». Il suffit ensuite d'éliminer les fréquences comprises entre la borne supérieure de s(t) et $f_e/2$ (fréquence de Nyquist) pour retrouver le message audio initial (au moins théoriquement, jusqu'à la fréquence supérieure admise), si tout va pour le mieux, comme dans les circonstances illustrées figure 2. Cela ressemble fort à une « M.I.C. » classique ; à cela près que l'erreur d'évaluation des divers échantillons varie entre $-V$ et $+V$; alors que la « M.I.C. » travaille entre $-V/2$ et $+V/2$. Il y aura donc nécessairement bruit de quantification que l'on pourra masquer par addition d'un faible bruit blanc (« dither noise »), comme il est d'usage, et qui se pourrait minimiser en réduisant V. Quelle simplicité et quelle économie ! Pourquoi se donner autant de mal pour coder avec 16 bits, puis décoder ? Tout simplement parce que la réalité est généralement moins complaisante qu'en figure 1 et que la modulation Delta linéaire souffre, par nature, de sévères limitations.

B) Les insuffisances de la modulation Delta

L'examen de la figure 4 révèle immédiatement que les résultats risquent d'être moins brillants qu'il n'était espéré. Tout simplement, entre A et B, ou C et D, les marches d'escalier ne peuvent pas suivre le signal s(t). Les erreurs de quantification augmentent, donc aussi les distorsions : la théorie de l'échantillonnage est en défaut. On dit alors, que le modulateur Delta est « surchargé » ou « saturé ». Tout cela, parce que le signal s(t) varie, ou a varié, trop vite ou, si l'on préfère, que sa dérivée s'(t) pendant un certain temps a dépassé les capacités de poursuite du modulateur.

Si f_e est la fréquence et V l'échelon d'échantillonnage, il est assez intuitif de concevoir que la poursuite sera en défaut, chaque fois que $s'(t) > f_e.V$. A la rigueur, on pourra s'accommoder de $s'(t) = f_e.V$ (bien que l'on puisse imaginer des circonstances où les erreurs de quantification s'en trouveront sérieusement augmentées). Cette simple condition est déjà assez lourde de conséquences, pour l'utilisation haute fidélité de la modulation Delta.

Par exemple, essayons de respecter la condition précédente, pour que le modulateur Delta suive un signal sinusoïdal de fréquence 1 000 Hz, à l'amplitude maximale autorisée avec une « M.I.C. » 16 bits, usant du même échelon d'échantillonnage V, donc avec la même précision. Tenant compte du zéro, avec $2^{16} - 2$ échelons disponibles, l'amplitude maximale du signal considéré sera $(2^{15} - 1)$ V. En conséquence, la valeur maximale de sa dérivée sera $2\,000\,\pi\,(2^{15} - 1)$ V (volt/seconde) et notre condition limite s'exprime par :
$f_e.V = 2\,000\,\pi(2^{15}-1)V$,
soit $f_e = 205\,881\,133$ Hz.
Simplement, f_e doit dépasser 200 MHz. Cela paraît énorme, et il semble difficile de maîtriser les symboles numériques à cette cadence. Si l'on revient à la « M.I.C. », professionnelle 16 bits échantillonnant aux alentours de 48 kHz, elle doit inscrire (non compris les redondances, pour correction d'erreurs) 768 000 symboles binaires par seconde. « D.B.X. » n'a pu s'en écarter beaucoup, et adopte f_e = 700 kHz. Nous sommes donc loin du résultat précédemment obtenu. Cela impose nécessairement des mesures adaptatives (notons déjà que, même si l'échantillonnage à 200 MHz était possible, il eût fallu réduire de 26 dB l'amplitude maximale, admise par la « M.I.C. » à 20 kHz, pour vérifier la condition minimale, imposée par la pente du signal.

D'une manière générale si A_s est l'amplitude maximale d'un signal sinusoïdal de fréquence f_s, f_e la fréquence et V l'échelon d'échantillonnage, la condition de pente s'exprime :
$f_e.V \leqslant 2\,\pi\,A_s.f_s$ (f_e étant choisi, en raison de conditions pratiques, et $f_{s\,max.}$ fixé par la nature du message audio et le filtrage passe-bas d'entrée, les mesures adaptatives prévues, ne pourront porter que sur les grandeurs de V ou de A_s).

Nous pouvons déjà noter le mauvais rendement numérique de la modulation Delta, puisque sa fréquence d'échantillonnage est nécessairement beaucoup

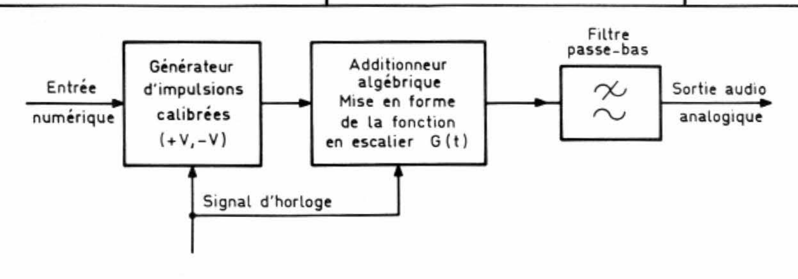


Fig. 3. – Schéma de principe d'un décodeur en modulation Delta linéaire. A partir du flux numérique, et sous contrôle d'horloge, est reconstituée la fonction en escalier, comme avec une « M.I.C. ». Le message audio est reconstitué, en principe, après filtrage passe-bas, supprimant les fréquences comprises entre $f_e/2$ et la fréquence audio maximale. Comme f_e est nécessairement très élevée (en pratique, quinze fois supérieure à celle d'une « M.I.C. »), ce filtrage, qui pose de délicates questions avec la solution « M.I.C. », est ici très facile.

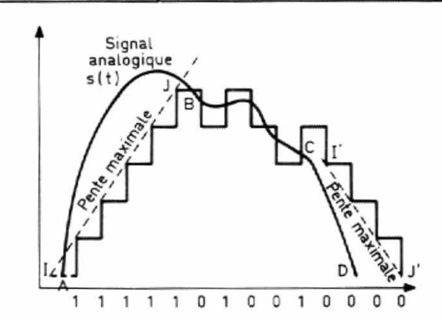


Fig. 4. – La modulation Delta linéaire est fâcheusement limitée par la valeur absolue maximale ($f_e.V$; V étant l'échelon de codage), que peut prendre la dérivée (ou la pente) du signal analogique s'(t). Le générateur d'impulsions ne peut suivre le signal. Il y a surcharge du modulateur, et les erreurs de quantification deviennent considérables. Ici, il y a surcharge du modulateur entre A et B, comme entre C et D.

plus élevée que la fréquence de Nyquist. Par exemple, « D.B.X. » déploie son ingéniosité à enregistrer 20 kHz, en de bonnes conditions, avec une fréquence d'échantillonage permettant théoriquement de traiter 350 kHz. Cela n'est pas absolument dénué d'intérêt ; car le filtrage passe-bas nécessaire, lors de la conversion numérique-analogique, sera relativement facile et même la dynamique maximale ou, mieux, la valeur maximale du rapport (signal/bruit de quantification) s'en trouve améliorée. Car, même si l'erreur de quantification supposée aléatoire est augmentée, son énergie s'en trouve répartie sur la bande f_e (Hz) alors que, par filtrage passe-bas, le bruit n'affecte que la bande B (Hz) des signaux audibles.

Quoi qu'il en soit, F. DeJager a démontré que pour une modulation Delta linéaire, sans surcharge, la valeur numérique maximale du rapport signal/bruit, était donnée à la fréquence f_s, par la formule :

$$(S/B)_{max.} = \frac{0,19\, f_e^{\,1,5}}{f_s . B^{0,5}} \quad (1)$$

Dans le cas « D.B.X. », pour f_s = 1 kHz, en élargissant B à 30 kHz (le filtre passe-bas n'ayant nul besoin d'être ultra-raide), cela laisse augurer une valeur $(S/B)_{max.}$ voisine de 56 dB (avec la « M.I.C. » correspondante, codant proprement le signal 1 000 Hz à l'amplitude autorisée par f_e = 700 kHz, on n'aurait guère dépassé 48 dB).

Toutefois, ne soyons pas trop optimiste, car la formule (1) révèle aussi une grande faiblesse de la modulation Delta. En doublant f_e, donc le débit numérique (f_s et B invariables), $(S/B)_{max.}$ en dB n'augmente que de 20 log $2^{1,5}$, soit 9 dB parmi lesquels 6 dB résultent du doublement de la pente maximale du signal et 3 dB de l'élargissement de la bande totale, sur laquelle se répartit l'énergie du bruit de quantification. En comparaison, doubler le débit numérique d'une « M.I.C. » doublerait le nombre des bits d'échantillonnage (au lieu de noter les amplitudes avec 16 symboles binaires, elles le seraient avec 32), donc pratiquement doublerait aussi la valeur $(S/B)_{max.}$ en dB. Si 16 bits permettent théoriquement 98 dB, on aurait 194 dB avec 32 bits !

On peut aussi évaluer dans certaines conditions le bruit de « surcharge » ou « saturation ». Ce n'est pas commode et pour ce qui nous intéresse inutile ; car il est bien évident que l'utilisateur d'une modulation Delta cherche constamment à demeurer dans une zone où domine le bruit de quantification. En fonction de la nature statistique du signal, cela conduit au choix optimal de la grandeur de l'impulsion V.

C) Bref coup d'œil sur une autre solution pratique

En fait, beaucoup de systèmes de modulation Delta ne fonctionnent pas selon le mode linéaire, mais utilisent des moyens plus simples (fig. 5). D'une part, l'amplitude maximale A_m du signal d'entrée s(t) est fixée (comme pour une « M.I.C. ») et la bascule émet des impulsions en échelon de durée θ (à la fréquence f_e) et d'amplitude $\pm H_m$ où $H_m > A_m$ (selon les règles précédentes). Le module de sommation est un intégrateur R-C. Posant RC = T, on sait que la réponse de l'intégrateur à une impulsion d'amplitude U, si la tension aux bornes du condensateur est déjà v, sera :

$U' = U - (U - v)\, e^{-t/T}$

(T constante de temps de l'intégrateur, e base de logarithmes népériens, t le temps. Développant en série l'exponentielle et tenant compte de la brièveté de θ, on peut admettre l'approximation :

$U' = v + (U - v)\,(t/T)$, au moins pendant la durée θ. Si l'on préfère (graphiquement), la fonction apparaissant cette fois en sortie de l'intégrateur (fig. 6) sera constituée de segments de droites de pente variable (U – v)/T (où U peut, selon les circonstances prendre pour valeur $\pm H_m$, dépendant de la tension déjà atteinte aux bornes du condensateur. Cette fois, les calculs de bruit sont beaucoup plus compliqués. Toutefois, la valeur maximale du rapport (signal/bruit de quantification) s'en trouverait légèrement augmentée (de l'ordre de 3 dB, selon Tomozawa et Kaneko – « Transactions of I.E.E.E. », février 1968). De même, la condition de surcharge, pour un signal sinusoïdal de fréquence f_s, s'écrirait alors :

$$A_s \leqslant \frac{H_m}{1 + 4\,\pi^2 f_s^2 T^2} \quad (2)$$

Toujours dans l'hypothèse $f_e = 7.10^5$, $\theta = 14.10^{-7}$ s, on doit pouvoir s'en tirer avec $T = 10\,\theta = 14.10^{-6}$ s ; ce qui conduit seulement à réduire de moitié l'amplitude maximale concédée à 20 000 Hz. On a aussi expérimenté un double intégrateur (deux circuits R-C aux constantes de temps judicieusement choisies en cascade), et cette fois, d'après Barry Blesser (A.E.S. octobre 1978), on obtiendrait (sauf risques d'instabilité) :

$$(S/B)_{max} = \frac{0,026\, f_e^{2,5}}{f_s . B^{1,5}}$$

c'est-à-dire près de 66 dB, dans les conditions du calcul antérieur.

De toute façon, où il demeure risque de saturation,

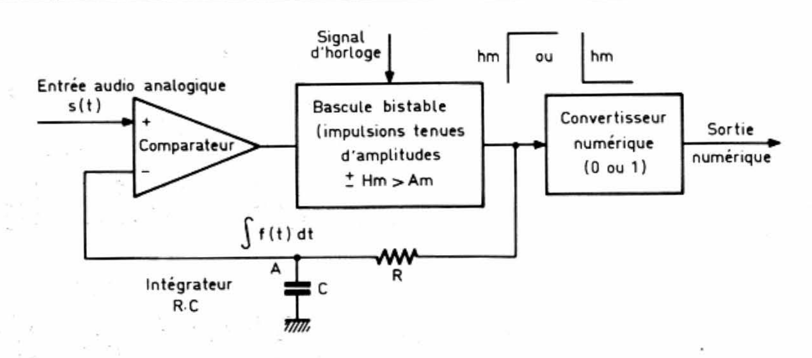


Fig. 5. – Schéma de principe d'un système de modulation Delta, dit exponentiel, où l'on utilise un intégrateur R-C (parfois intégrateur double posant parfois des problèmes d'instabilité). Ce circuit est en principe plus simple à réaliser que celui de la figure 3. Selon la condition (2), assez facile à justifier, il y a également intérêt à opérer avec une fréquence d'échantillonnage F_e aussi grande que possible, pour réduire T ; sinon, cela entraîne de sérieuses réductions d'amplitude du signal admissible A_s, avec la fréquence.

il convient de s'en protéger par une stratégie appropriée.

Modulation Delta pondérée ou adaptative

Revenant à la solution DeJager, donc à intégration linéaire, la condition évitant la saturation peut être satisfaite, en variant la grandeur de l'échelon de tension exploratoire V. La figure 7 suggère un moyen d'y parvenir. Cette fois, le dispositif de la figure 1 se trouve complété d'un registre à décalage, conservant en mémoire 3 bits (ou davantage) qui précèdent la prochaine détermination. Si l'on a trois 0 ou trois 1, il est prévisible que l'on se trouve en pente limite ou en surcharge ; il convient donc d'augmenter la grandeur de V (fig. 8). Inversement, si 0 et 1 alternent régulièrement, on ignore tout des faibles variations du signal, et il est justifié de réduire V. De cette façon, la modulation Delta s'adapte au signal, de manière à réduire, quand cela est possible, le bruit de quantification et les distorsions de saturation (expérimentalement, il fut établi par plusieurs auteurs que faire varier V par bonds de ± 3,5 dB était la meilleure solution, et d'en limiter l'évolution totale au voisinage de 54 dB ; soit, arithmétiquement, sur une échelle de 1 à 500). La conversion numérique-analogique n'est guère plus compliquée qu'auparavant : les symboles binaires successifs traversent d'abord un registre à décalage, et la grandeur des échelons V en résulte, comme ci-dessus ; le reste, sommateur et générateur de fonction en

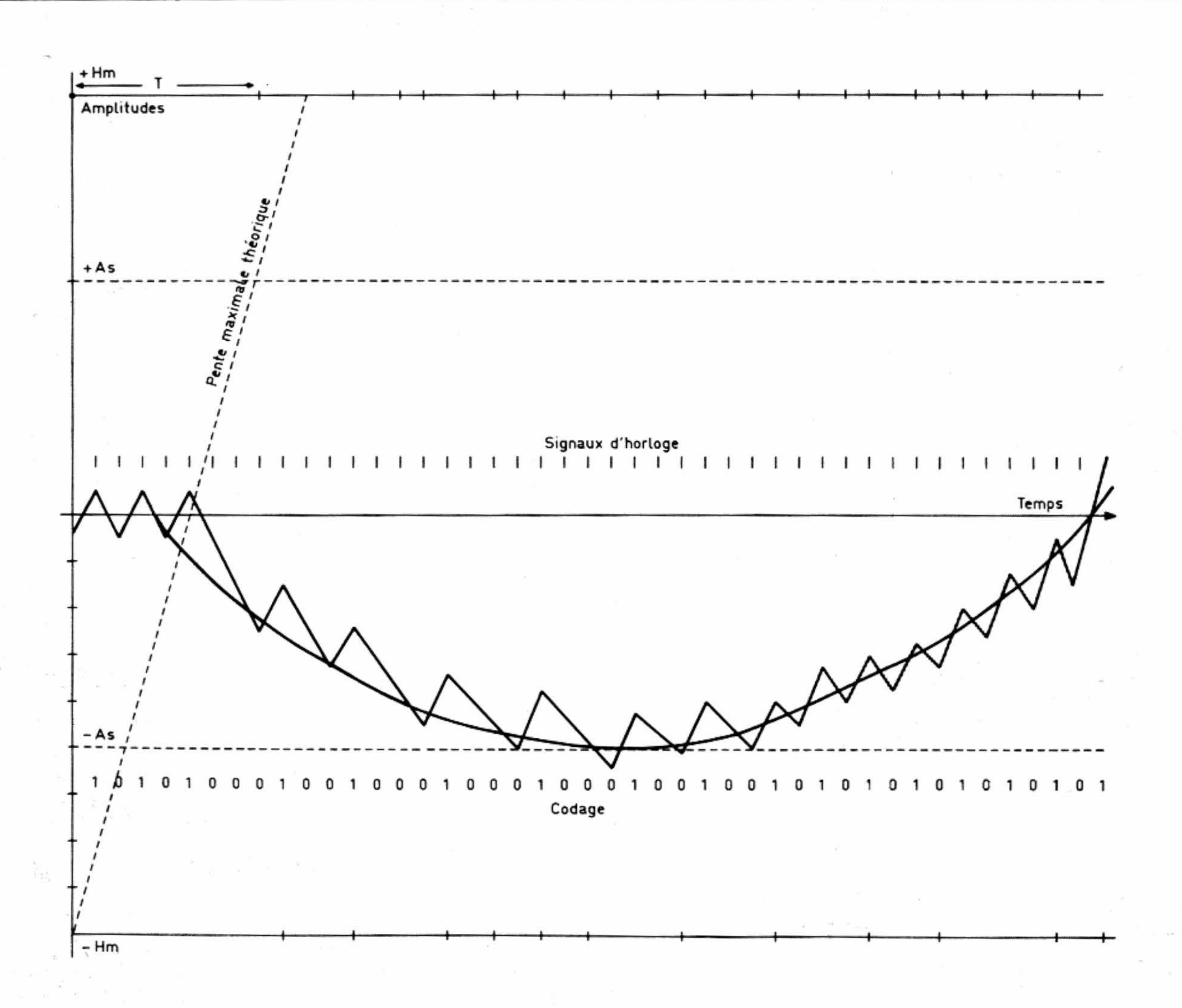


Fig. 6. – Fonction de poursuite d'un signal sinusoïdal s(t), obtenue avec intégrateur R-C, et codage numérique correspondant. La figure a été tracée à partir des données suivantes : $f_e = 10^5$ Hz, $T = 10^{-4}$ s, pour 1/2 période d'un signal sinusoïdal à 2 500 Hz, à l'amplitude maximale autorisée par la condition (2). En l'absence de signal, le système oscille librement à faible amplitude, à la fréquence d'horloge. La courbe de poursuite réduite à des segments de droite (suffisantes approximations d'exponentielles) a une allure très différente de celles des figures 2 ou 4. Les erreurs de quantification sont triangulaires et le calcul de la valeur théorique du bruit de quantification est dans ce cas très difficile.

marches d'escalier, est inchangé, de même que le filtre passe-bas final.

Il est évident que l'on augmente ainsi la dynamique du système ; mais cela ne va pas sans inconvénients, du point de vue haute fidélité.

a) Difficulté à masquer le bruit de quantification : Les échelons de tension V étant continuellement variables, il en est de même du bruit de quantification et, par conséquent, du niveau du bruit blanc additionnel qui pourrait le masquer ; aussi vaut-il mieux s'en passer. En conséquence, le bruit résiduel de quantification, non masqué et qui n'est plus aléatoire, puisque lié à la nature du message, y acquiert une coloration perceptible, et la distorsion des signaux faibles peut atteindre un niveau inacceptable.

b) Dynamique de toute manière limitée, en raison de l'impossibilité de trop modifier V.

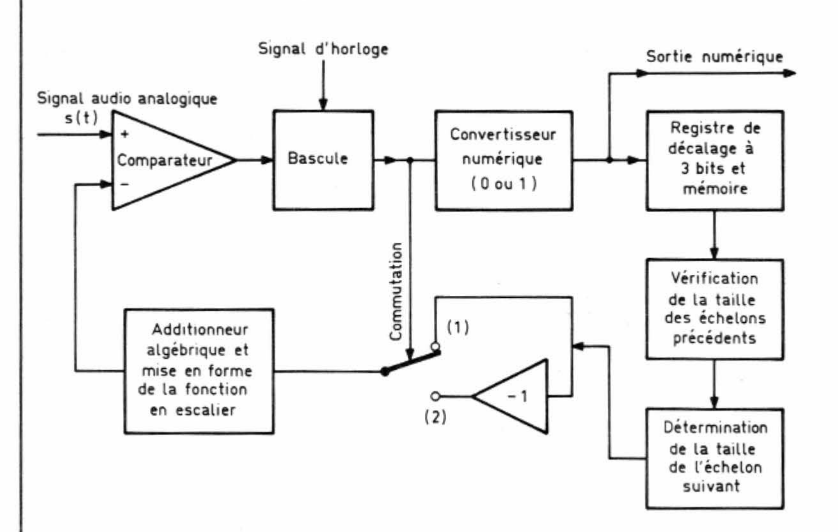
c) Instabilité du niveau de bruit résiduel et effet de « respiration », désagréablement apprécié.

d) Difficulté de coder les très faibles signaux. En effet, V devenant très petit, le comparateur cesse de travailler avec précision. En conséquence, il existe une limite pratique inférieure à la valeur de V ; donc aussi au bruit de quantification.

La solution « D.B.X. » : « Companded Predictive Delta Modulation » !

Il est difficile d'exprimer succinctement l'heureux et audacieux mariage de techniques analogiques et numériques condensé par le sigle « C.P.D.M. ». En bref, c'est l'association d'un Compresseur-Expanseur (grande spécialité de « D.B.X. ») et d'un Modulateur Delta optimalisé par une technique probabiliste.

Puisque la modulation Delta adaptative paraît inadéquate, « D.B.X. » adopte un modulateur de type linéaire, aux échelons d'échantillonnage globalement invariables, mais non nécessairement également répartis du côté positif et du côté négatif. Autrement dit, au lieu de (– V), (+ V) comme DeJager, il peut aussi bien s'agir, s'il est avantageux, de (– V + Δ V) et (+ V + Δ V), ou l'inverse (par exemple au lieu de – 10, + 10 mV, le comparateur jouera sur – 5, + 15 mV. Dans les deux cas, l'ambitus total est 20 mV ; mais la manière d'en user influencera le rapport signal/bruit). C'est justement là que joue l'optimalisation probabiliste. En effet – et là, « D.B.X. » n'est point le premier à l'avoir pensé –, un message audio normal est hautement redondant, et il est relativement aisé de prévoir (avec une raisonnable approximation) son futur proche, à partir de la connaissance de son passé. De cette façon, le signal qui sortira du sommateur linéaire sera déjà préparé avant l'épreuve et, si l'évaluation probabiliste est bonne, l'écart avec le signal réel est diminué et le rapport signal/bruit amélioré. (De nombreux procédés conjoncturels furent proposés ; n'oublions pas que le but poursuivi, à l'origine, n'était que le message téléphonique et qu'il fallait s'en tirer avec la fréquence d'échantillonnage



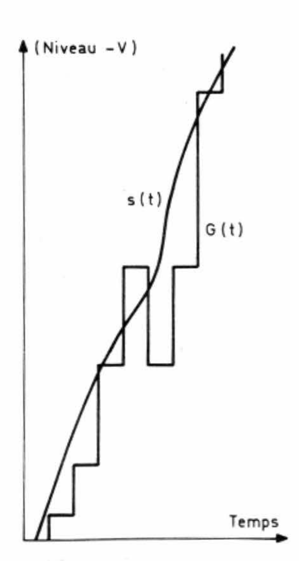


Fig. 7. – Schéma de principe, selon Barry Blesser (JAES, octobre 1978), d'un système de modulation Delta linéaire et adaptatif. Grâce à un registre à décalage et une mémoire, le codeur analyse constamment la teneur du message immédiatement antérieur, ainsi que la grandeur des échelons ; il en déduit la taille de l'échelon suivant à essayer, qui sera ajouté ou retranché, en fonction de l'ordre donné par la bascule, faisant suite au comparateur.

Fig. 8. – Idée de ce que pourrait donner une modulation Delta linéaire et adaptative. Cette figure opère selon les conventions en usage vers 1963, où la modulation Delta était étudiée en vue d'applications à la téléphonie. L'adaptation se faisait simplement, en régime de poursuite, en doublant chaque fois la taille des échelons (6 dB). Aujourd'hui, on trouve 3,5 dB préférable. Quoi qu'il en soit, il est concevable que les erreurs de quantification varient dans de larges limites. Non seulement le bruit de quantification varie constamment, mais il cesse d'être aléatoire, d'où coloration désagréable, pratiquement impossible à masquer.

minimale. A tout prendre, la méthode élémentaire initialement exposée est déjà probabiliste, car elle parie, à chaque nouvel essai, que la valeur précédente conviendra.) La méthode exacte de « D.B.X. » n'est pas divulguée. Il semble que le choix probabiliste tienne compte des dix résultats précédents, conservés en mémoire : si, par exemple, sept furent trop faibles et trois répartis parmi les autres, trop forts, il en est déduit une tendance à la croissance : d'une part, le sommateur, pariant sur un accroissement au prochain essai, augmente d'avance son résultat d'un échelon et, d'autre part, les bornes du comparateur sont décalées (– 5, + 15 mV). Si le résultat est trop faible, il rajoutera 5 mV, sinon il les retranchera (l'erreur probable aura été réduite, à cet essai, et ainsi de suite). D'après M. Adams, responsable du projet « D.B.X. 700 », on peut gagner 10 à 15 dB de rapport signal/bruit par ce procédé, qui n'affecte pas l'énergie totale du bruit de quantification (ambitus conservé), mais modifie son caractère purement aléatoire, car on retrouve quelques aspects de la modulation Delta adaptative. Il y a donc légère coloration du bruit de quantification. Mais si, comme c'est le cas, le niveau de modulation du bruit est très inférieur à celui du signal, l'effet de masque suffit à l'escamoter.



En fin de compte, avec son modulateur Delta probabiliste, « D.B.X. » dispose d'un système de codage audio-numérique susceptible de 70 à 75 dB de dynamique, ce qui est encore trop faible pour entrer en compétition avec le 16 bits, linéaire.

Entrée en scène du Compresseur-Expanseur (fig. 9)

L'artifice est naturel pour « D.B.X. », grand champion de la compression-expansion, pour ses réducteurs de bruit. Puisque le message à transmettre a une dynamique supérieure à celle du convertisseur, il suffit de la réduire à la valeur convenable pour l'adapter au véhicule exploité. On trouve donc, avant le convertisseur, à l'enregistrement, un compresseur avec son amplificateur à gain variable, commandé par la tension du signal avec son filtre à deux constantes de temps classiques (vitesse d'intervention et de relaxation), doublé d'un second circuit, dit accélérateur de transitoires (intervenant pour des signaux à rapide variation) avec d'autres constantes

	Codage linéaire 16 bits	D.B.X. Modèle 700
Marge dynamique pratique	90 à 96 dB	110 dB
Sensibilité aux chiffres erronés	Elevée	Faible
Débit numérique (compte non tenu des symboles correcteurs)	770 000 bits/seconde	700 000 bits/seconde
Filtrage passe-bas terminal isolant la partie audio utile	Difficile, coûteux, exigeant la correction d'importants déphasages	Facile, peu coûteux, faibles déphasages
Relation entre niveau maximal du signal et fréquence	Indépendance	Existence d'une liaison entre ces deux grandeurs
Distorsion	Très faible	Très faible
Réponse en fréquence	Dépend de la qualité du filtre passe-bas terminal. Habituellement très bonne	Très bonne
Coût (en octobre 1982)	Egal ou supérieur à 28 000 dollars	Inférieur à 5 000 dollars

Performances comparées d'un enregistreur-lecteur numérique codant linéairement avec 16 bits et une fréquence d'échantillonnage de l'ordre de 48 kHz et l'ensemble compresseur-expanseur et modulation Delta probabiliste du « Modèle 700 » de « D.B.X. » (avec le même magnétoscope).

de temps ; le tout étant étudié pour ne jamais surcharger le convertisseur.

Finalement à la suite du compresseur et du convertisseur probabiliste, on dispose d'un flux numérique composé de 0 et de 1 (comme partout) qu'il faut :

a) prémunir à l'encontre des erreurs de transmission ou de lecture ;

b) adapter à l'enregistreur choisi, lequel, normalement, est un magnétoscope professionnel du type « U-Matic ». Ce problème n'est pas spécial à « D.B.X. » il faut tenir compte du mode de fonctionnement d'un appareil ayant la pente passante désirée, mais conçu pour un flux d'information discontinu. Une mémoire, commandée par les signaux d'horloge du magnétoscope, y pourvoira. Rien de mystérieux. Cela se retrouve ailleurs. L'appareil prévu pour le standard NTSC fonctionne tout aussi bien (aux limitations de qualité de bande près, avec des magnétoscopes de type grand public) et enregistre en plus du message numérique deux pistes analogiques parallèles pour les repérages audio, utiles aux montages, à condition de jouer avec plusieurs machines (l'adaptation à d'autres standards magnétoscopiques doit être aisée).

La protection à l'encontre des erreurs n'a pas exactement le même caractère qu'en « M.I.C. » linéaire. Dans un nombre de seize chiffres binaires, le premier chiffre significatif à gauche a le plus grand poids et grande importance (il peut valoir jusqu'à 32 768 unités). En modulation Delta, chaque chiffre, ne concernant qu'un échelon, est beaucoup moins précieux ; aussi D.B.X. peut se contenter d'un code détecteur d'erreurs relativement simple (bien entendu par contrôle de parité). On sait l'existence d'un bit de contrôle pour 3 bits significatifs, et que le code repère les erreurs isolées : il se pourrait que ce soit un système proche d'un code de Hamming du type (7,4,3). Pour les gros paquets d'erreurs, le remède consiste à entrelacer les segments d'un même canal, et opérer similairement sur les deux canaux. Le procédé adopté par D.B.X. surmonte des paquets de 1 024 bits (cela dure 1,5/1 000 s), se répétant jusqu'à 240 fois par seconde (il y a même un voyant lumineux, signalant l'intervention du correcteur de « paquets », qui renseigne l'usager sur la qualité du support magnétique.

La restitution du signal (fig. 10)

Beaucoup d'éléments sont classiques :

a) Décodage de l'inscription du magnétoscope, séparation des signaux significatifs et de synchronisme, mise en mémoire des signaux significatifs pour retrouver le flux d'information normal après les traditionnelles opérations de démêlage des divers segments.

b) Correction des erreurs détectées et enfin débit normalisé de l'information numérique, vers son décodeur Delta sous contrôle de signaux d'horloge.

c) Décodage du message numérique, par un modulateur fonctionnant à rebours avec son calculateur conjoncturel, refaisant le même travail que le premier. Puisque le flux de précédentes décisions numériques déterminait le choix du décalage des échelons, le calculateur du lecteur fera exactement les mêmes opérations et déterminera, à tout instant, la valeur des échelons, repré-

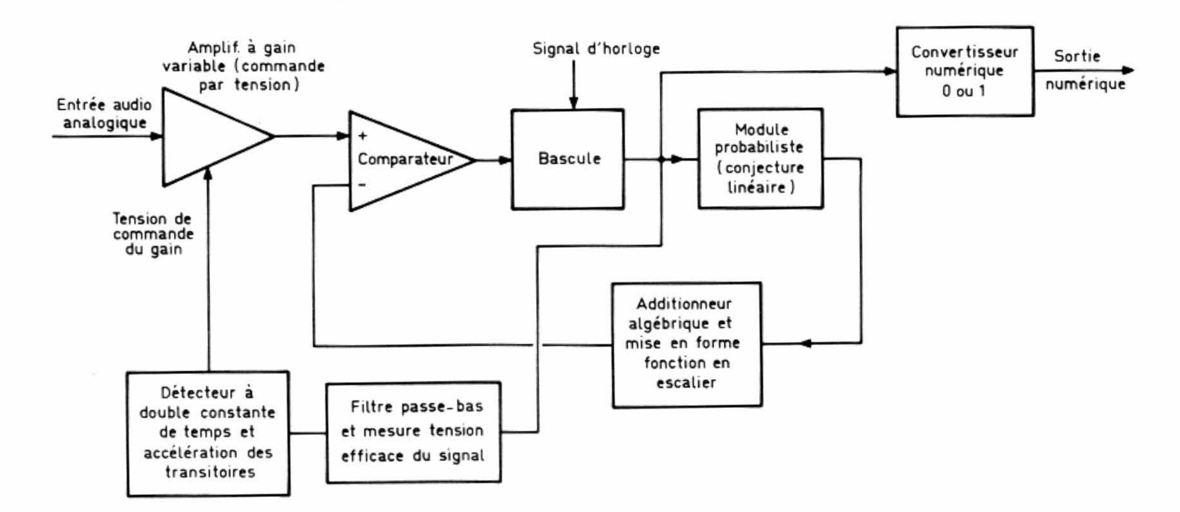


Fig. 9. – Schéma de principe, réduit aux éléments essentiels du système d'enregistrement numérique « D.B.X. » Modèle 700, utilisant un modulateur Delta linéaire, rendu légèrement adaptatif par une méthode probabiliste prévoyant la valeur du chiffre à venir, en fonction de ceux qui précèdent (message musical fortement redondant), afin de parfaire l'adaptation de pente et diminuer le bruit de quantification. Reste que la capacité d'absorber les signaux à variation rapide est toujours limitée avec un modulateur Delta ; en conséquence, « D.B.X. » conforme le message audio à son modulateur, par un compresseur d'un type particulièrement sophistiqué, et le tour est joué. Nous avons omis tous les modules mettant en forme le message numérique (entrelacement, adjonction de chiffres redondants pour détecter et corriger les erreurs), et le rendant absorbable par un magnétoscope professionnel « U-Matic » (ou amateur), actuellement au standard NTSC.

sentés par 1 ou par 0, au bénéfice de l'additionneur algébrique. Ainsi se trouve reconstitué, sous contrôle d'horloge, le message codé par le modulateur. Mais ce flux numérique renseigne aussi sur le niveau du signal qui lui a donné naissance, après compression, et il en est déduit la tension de commande de l'amplificateur à gain variable qui, travaillant cette fois en expanseur, reconstitue le signal analogique initial. Somme toute, il y a grande parenté avec le système adaptatif ; sauf qu'ici l'adaptation s'effectue au stade analogique, avec une marge d'efficacité bien plus grande. D'après « D.B.X. » l'amplificateur à gain variable peut évoluer sur une centaine de dB (près du double d'une modulation Delta adaptative, et sans coloration du bruit de quantification). Mieux même, puisqu'il y eut compression, puis expansion, l'effet anti-bruit habituel vient en supplément, et le niveau du bruit de quantification réel se trouve ramené à – 110, – 120 dB, par rapport à celui du signal maximal. De plus, comme au codage et au décodage il s'agit des mêmes flux numériques, pareillement liés à la compression et à l'expansion, il est pratiquement impossible que l'amplificateur-expanseur ne travaille pas exactement à l'inverse du compresseur. Il reste qu'il faut éliminer les fréquences supérieures à la plus grande fréquence audio (20 kHz) et inférieures à $f_e/2$ (350 kHz). On imagine aisément qu'avec une telle marge, ce ne soit ni difficile ni coûteux.

En résumé avec son Modèle 700, D.B.X. assure avoir réussi un appareil d'enregistrement-lecture égalant les performances d'un appareil M.I.C. classique, codant linéairement avec 16 bits, avec un recul de bruit supérieur et un prix de revient six fois moindre. Selon D.B.X., cela représente la possibilité, pour de nombreux petits studios alimentant l'industrie phonographique analogique, de travailler à égalité avec les grosses entreprises qui ont pu acquérir des appareils très coûteux. Les essais critiques des professionnels de « Crescendo Recorders », rapportés par William Ray dans la revue américaine « Recording Engineer Producer » d'octobre 1982, confirment les prétentions de « D.B.X. » quant à son « Modèle 700 » (la balance restant équilibrée entre un enregistreur professionnel M.I.C. 16 bits et DBX 700, usant l'un et l'autre du même magnétoscope U-Matic).

Rien à dire à ce propos. Il demeure quand même une question à propos de laquelle D.B.X. ne dit rien. Une allusion est faite à propos des services que D.B.X. 700 pourrait rendre à la diffusion du « Compact Disc ». Cela implique transcodage ; car je ne pense pas qu'il soit envisagé de modifier l'inscription 16 bits linéaire du « Compact Disc ». La possibilité de ce transcodage n'est pas effleurée car, s'il est nécessaire de repasser au stade analogique pour recoder en « M.I.C. », la méthode perdra pas mal d'intérêt, même si elle est génialement ingénieuse (voir tableau comparatif des performances d'un D.B.X. Modèle 700 et d'un appareil numérique 16 bits (codage linéaire).

R. LAFAURIE

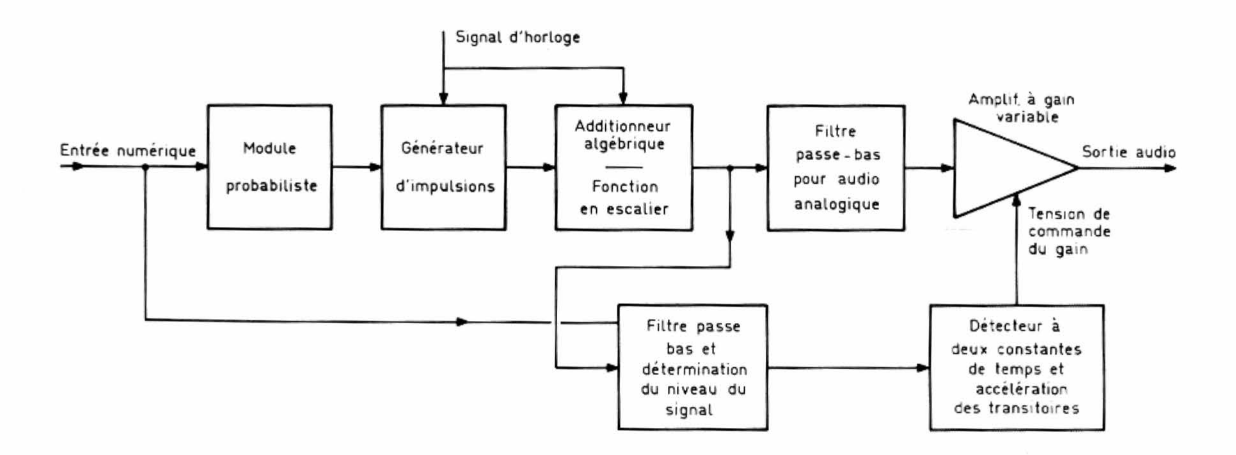


Fig. 10. – Schéma de principe, réduit à ses éléments essentiels, du décodeur « D.B.X. » du « Modèle 700 ». Le flux numérique, limité à ses éléments significatifs, est traité par des circuits très voisins de ceux du codeur, mais travaillant à l'envers. D'une part, est reconstitué un message audio intermédiaire, identique à celui qui fut codé, et, d'autre part, les tensions de commande de l'amplificateur à gain variable de l'expanseur. De même que le flux numérique, au codage, commandait le compresseur et le module probabiliste ; ici le même flux numérique commande le gain de l'expanseur et le module probabiliste. Si bien qu'il ne peut y avoir décalage entre les réactions des circuits à l'enregistrement et à la lecture et que l'on récupère une marge dynamique de l'ordre de 110 dB, compte tenu de la réduction de bruit par le compresseur-expanseur. Une belle réussite qui tient ses promesses. Seul point litigieux, le « transcodage » dans une norme différente (?).


Marlboro
Marlboro
Marlboro
Briquets
EN VENTE DANS LES BUREAUX DE TABAC